Ovidiu Gabriel Avădănei
Florin Mihai Tufescu

ELECTRONICĂ
CULEGERE DE PROBLEME

III-13502

Editura Universităţii „Alexandru Ioan Cuza“ Iaşi

4-15182

Ovidiu Gabriel AVĂDĂNEI • Florin Mihai TUFESCU

Electronică

CULEGERE DE PROBLEME

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Referenți științifici: **Prof. univ. dr. Violeta GEORGESCU**
Prof. univ. dr. Liliana MITOȘERIU

Redactor: Dana ZĂMOSTEANU
Coperta: Manuela OBOROCEANU

ISBN 978-973-703-293-5

© EDITURA UNIVERSITĂȚII „ALEXANDRU IOAN CUZA", 2008
700511 – IAȘI, STR. PĂCURARI NR. 9, TEL./FAX: (0232)314947
http://www.editura.uaic.ro e-mail: editura@uaic.ro

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Ovidiu Gabriel AVĂDĂNEI • Florin Mihai TUFESCU

Electronică

CULEGERE DE PROBLEME

666658
B.C.U. IASI

EDITURA UNIVERSITĂȚII „ALEXANDRU IOAN CUZA"
IAȘI – 2008

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a României
AVĂDĂNEI, OVIDIU GABRIEL
Electronică: culegere de probleme / Ovidiu Gabriel Avădănei, Florin Mihai Tufescu. – Iași: Editura Universității „Al. I. Cuza", 2008
Bibliogr.
ISBN 978-973-703-293-5

I. Tufescu, Florin Mihai

621.3(075.8)(076.2)

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Cuprins

Prefață 7
Capitolul 1. Circuite electrice în regim permanent..... 9
Capitolul 2. Diode semiconductoare 22
Capitolul 3. Tranzistoare bipolare şi cu efect de câmp..... 36
Capitolul 4. Amplificatoare cu tranzistoare..... 57
Capitolul 5. Oscilatoare..... 89
Capitolul 6. Amplificatoare operaționale..... 99
Bibliografie 127

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Prefață

Această culegere de probleme este destinată studenților Facultății de Fizică care parcurg disciplina de Electronică în al doilea an de studii după programa Bologna. Conține un număr de 80 de probleme care permit aprofundarea materiei predate la curs şi formează o bază pentru viitoarele aplicații.

Toate problemele sunt rezolvate, pentru a permite studenților verificarea corectitudinii raționamentelor şi calculelor pe care le efectuează.

Lucrarea este organizată pe capitole care urmăresc structura materiei predate.

Recomandăm celor care vor utiliza această culegere să nu lase nici un subiect nerezolvat, întrucât ceea ce se prezintă în culegere reprezintă un minin necesar pregătirii unui absolvent al Facultății de Fizică

Urăm succes tuturor cititorilor şi rezolvitorilor acestei culegeri.

Autorii

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Capitolul 1

Circuite electrice în regim permanent

1. În fig. 1 este prezentată diagrama fazorială a unui circuit serie.
a) Ce fenomen este descris de această diagramă?
b) Să se deseneze circuitul corespunzător acestei diagrame.

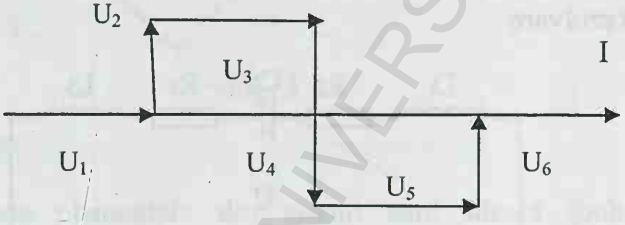

Fig. 1

Rezolvare
a) Fenomenul prezentat în diagrama de mai sus este rezonanța serie.

b)

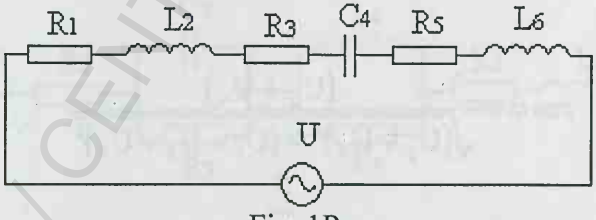

Fig. 1R

2. În fig. 2 este prezentată diagrama fazorială a unui circuit serie de curent alternativ. Să se determine:

a) schema electrică a circuitului;
b) tensiunea totală U;
c) factorul de putere al circuitului.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY
B.C.U. „M. EMINESCU" IAȘI FIZICĂ

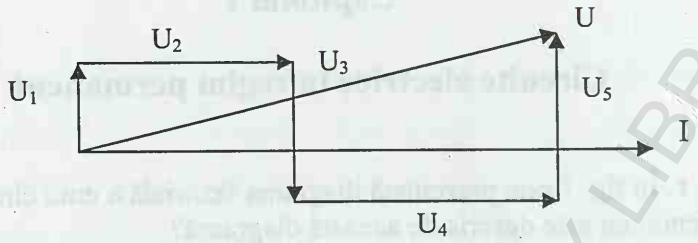

Fig. 2

Rezolvare

a)

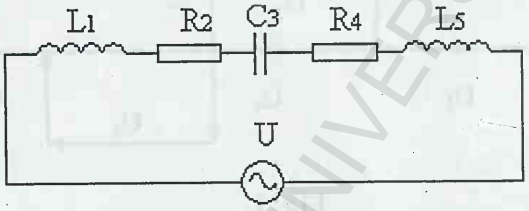

Fig. 2R

b) $$U = \sqrt{(U_2 + U_4)^2 + (U_1 + U_3 + U_5)^2}$$

c) $$\cos\varphi = \frac{(U_2 + U_4)}{\sqrt{(U_2 + U_4)^2 + (U_1 + U_3 + U_5)^2}}$$

3. În fig. 3 este prezentată diagrama fazorială a unui circuit de curent alternativ format numai din elemente ideale.

a) să se deseneze schema electrică a circuitului;

b) să se scrie expresia tensiunii totale;

c) ştiind defazajele φ_1 şi φ_2 ale tensiunilor U_3 şi U_4 faţă de curentul I, să se determine defazajul dintre tensiunea totală din circuit şi curent.

BCU CLUJ / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

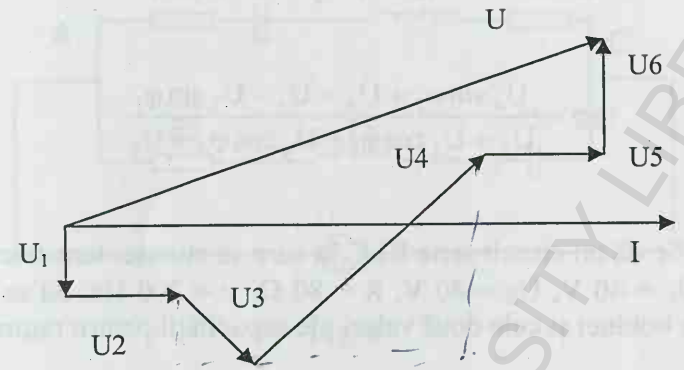

Fig. 3

Rezolvare

a) Întrucât toate elementele din circuit sunt ideale (bobinele şi condensatoarele nu au pierderi) tensiunile U_3 şi U_4 pot corespunde doar unor circuite paralel cu caracter capacitiv şi respectiv inductiv. U_3 corespunde unui circuit RC paralel deoarece la un astfel de circuit apare un defazaj al curentului înaintea tensiunii, aşa cum se vede în fig. 3, iar U_4 fiind defazat înaintea curentului, corespunde unui circuit LR paralel. Schema completă a circuitului este prezentată în fig. 3R.

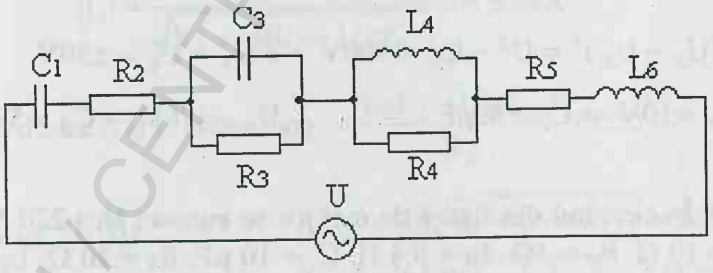

Fig. 3R

b) Modulul tensiunii totale este:

$$U = \sqrt{U_{Re}^2 + U_{Im}^2}$$

unde $$U_{Re} = U_2 + U_3 \cos\varphi_1 + U_4 \cos\varphi_2 + U_5$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$U_{Im} = -U_1 - U_3 \sin\varphi_1 + U_4 \sin\varphi_2 + U_6$$

c) $$tg\varphi = \frac{U_4 \sin\varphi_2 + U_6 - U_1 - U_3 \sin\varphi_1}{U_2 + U_3 \cos\varphi_1 + U_4 \cos\varphi_2 + U_5}$$

4. Se dă un circuit serie RLC în care se cunosc: tensiunea totală U = 50 V, U_L = 40 V, U_R = 40 V, R = 80 Ω, ν = 200 Hz. Să se calculeze impedanța bobinei şi cele două valori ale capacității pentru regimul dat.

Rezolvare

Se scrie legea a doua a lui Kirchoff folosind metoda numerelor complexe:

$$\underline{U} = \underline{U}_R + \underline{U}_L + \underline{U}_C$$

unde $\underline{U}_R = IR$, $\underline{U}_L = jI\omega L$, $\underline{U}_C = -jI/\omega C$

$$I = U_R / R = 40V / 80\Omega = 0{,}5A,$$

$$L = U_L / I\omega = 63{,}66mH$$

$$|\underline{U}| = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2} \rightarrow$$

$$(U_L - U_C)^2 = U^2 - U_R^2 = 900V^2 \rightarrow U_L - U_C = \pm 30V$$

$U_{C1} = 10V \rightarrow C_1 = 40\mu F$ $\qquad$ $U_{C2} = 70V \rightarrow C_2 = 5.7\mu F$

5. În circuitul din figura de mai jos se cunosc: U = 220 V, ν = 50 Hz, R_1 = 10 Ω, R_2 = 5Ω, L_1 = 0,4 H, C_1 = 10 μF, R_3 = 20 Ω, L_2 = 0,2 H, C_2 = 100 μF. Să se calculeze:

a) curenții I_1 şi I_2 ;

b) căderile de rensiune U_{AB} şi U_{BC}.

BCU IAŞI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

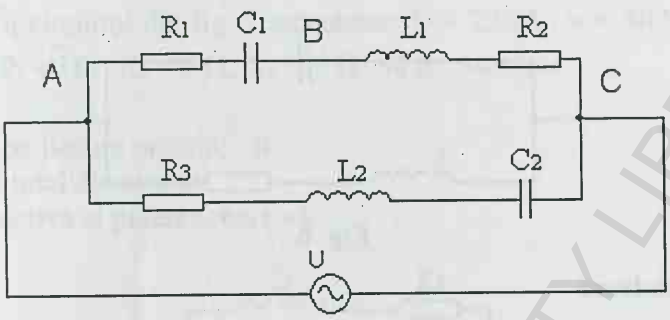

Fig. 5

Rezolvare

a) $$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_1} = \frac{\underline{U}}{R_1 - j/\omega C_1 + j\omega L_1 + R_2}$$

$$|\underline{I}_1| = \frac{U}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (\omega L_1 - 1/\omega C_1)^2}} = 1.14A$$

Defazajul dintre I_1 şi U este $tg\varphi_1 = \frac{(\omega L_1 - 1/\omega C_1)}{R_1 + R_2} = -12.86$

$$|\underline{I}_2| = \frac{U}{\sqrt{R_3^2 + (\omega L_2 - 1/\omega C_2)^2}} = 5.97A$$

Defazajul dintre I_1 şi U este $tg\varphi_2 = \frac{(\omega L_2 - 1/\omega C_2)}{R_3} = 1.55$

b) $$\underline{U}_{AB} = \underline{I}_1(R_1 - j/\omega C) \rightarrow |\underline{U}_{AB}| = |\underline{I}_1|\sqrt{R_1^2 + (1/\omega C_1)^2} = 363V$$

$$\underline{U}_{BC} = \underline{I}_1(R_2 + j\omega L_1) \rightarrow |\underline{U}_{BC}| = |\underline{I}_1|\sqrt{R_2^2 + (\omega L_1)^2} = 143{,}3V$$

6. Circuitul din fig. 6 este alimentat la 220V, ν = 50 Hz. Ştiind că R = 100 Ω şi L = 0,1 H, să se determine:
a) valoarea lui C astfel încât curentul total să fie în fază cu tensiunea la borne;
b) intensităţile curenţilor în cele două ramuri;

BUAS / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

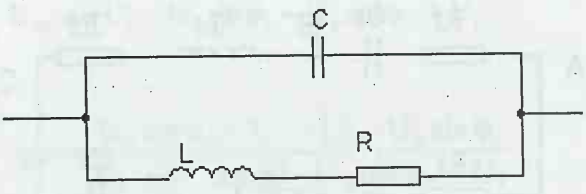

Fig. 6

Rezolvare

a) Curenții pe cele două ramuri pot fi exprimați sub forma:

b)

$$\underline{I}_1 = jU\omega C$$

$$\underline{I}_2 = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}\cos\varphi - j\frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}\sin\varphi$$

unde φ este defazajul dintre I_2 şi U.

Pentru a obține fenomenul de rezonanță trebuie ca părțile imaginare ale celor doi curenți să fie egale şi de semn contrar, deci:

$$U\omega C = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}\frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \rightarrow$$

$$C = \frac{L}{R^2 + (\omega L)^2} = 9{,}1\,\mu F$$

b) $$I_1 = U\omega C = 0{,}628A$$

$$I_2 = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = 2{,}01A\,, \qquad tg\varphi = \frac{\omega L}{R} = 0.314$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

7. În circuitul din fig. 7 se cunosc: U = 220 V, ν = 50 Hz, R_1=10 Ω, $X_L = 10/\sqrt{3}\,\Omega$, $R_2 = 5\,\Omega$, $X_c = 5\,\Omega$. Să se calculeze:

a) curenții pe fiecare ramură;
b) curentul total din circuit;
c) puterea activă şi puterea reactivă:

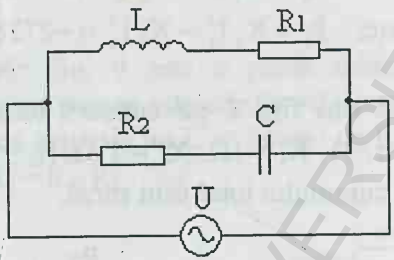

Fig. 7

Rezolvare

a)
$$I_1 = \frac{U}{\sqrt{R_1^2 + X_L^2}} = 19{,}05\text{A},$$

$$\text{tg}\varphi_1 = \frac{X_L}{R_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \rightarrow \varphi_1 = \pi/6$$

$$I_2 = \frac{U}{\sqrt{R_2^2 + X_C^2}} = 31.1\text{A}$$

$$\text{tg}\varphi_2 = -\frac{X_C}{R_2} = -1 \rightarrow \varphi_2 = -\pi/4$$

b) Curentul total prin circuit se poate determina în mai multe moduri: prin calcul fazorial sumând vectorial cei doi curenți, calculând impedanța totală a circuitului; sau putem scrie cei doi curenți în complex sub forma:

$$\underline{I}_1 = I_1\cos(-\varphi_1) + jI_1(-\sin\varphi_1)$$

$$\underline{I}_2 = I_2\cos(-\varphi_2) + jI_1\sin(-\varphi_2)$$

$$\underline{I} = I_1\cos(-\varphi_1) + I_2\cos(-\varphi_2) + j(I_1(-\sin\varphi_1) + I_2\sin(-\varphi_2))$$

BCU IAŞI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$I = \sqrt{(I_1\cos(-\varphi_1) + I_2\cos(-\varphi_2))^2 + (I_1(-\sin\varphi_1) + I_2\sin(-\varphi_2))^2} = 40.5A$$

Defazajul dintre I şi U este: $tg\varphi = \dfrac{(I_1(-\sin\varphi_1) + I_2\sin(-\varphi_2))}{I_1\cos(-\varphi_1) + I_2\cos(-\varphi_2)} = 0.81$

c) Puterea activă este: $P_a = R_1I_1^2 + R_2I_2^2 = 8468{,}88W$

iar puterea reactivă este: $P_r = X_LI_1^2 - X_CI_2^2 = -2738{,}6\,VAR$

8. În circuitul din fig. 8 se cunosc: tensiunea de alimentare $U = 2\sqrt{2}\sin(100\pi t - \pi/4)$, $R_1 = 1\Omega$, $X_L = 1\ \Omega$, $R_2 = 2\ \Omega$, $X_C = 2\ \Omega$. Să se calculeze intensitatea curentului total prin sursă.

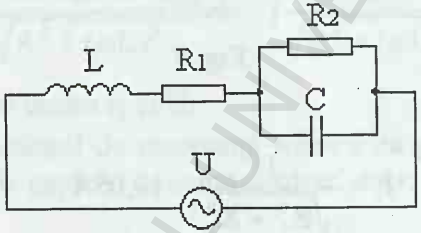

Fig. 8

Rezolvare

Folosind metoda numerelor complexe vom scrie impedanța totală a circuitului

$$\underline{Z} = jX_L + R_1 + \frac{RX_C}{jR_2 + X_C}$$

$$\underline{Z} = R_1 + \frac{R_2X_C^2}{R_2^2 + X_C^2} + j\left(X_L - \frac{R_2^2X_C}{R_2^2 + X_C^2}\right)$$

De unde obținem: $Z = \sqrt{\left(R_1 + \dfrac{R_2X_C^2}{R_2^2 + X_C^2}\right)^2 + \left(X_L - \dfrac{R_2^2X_C}{R_2^2 + X_C^2}\right)^2} = 2\Omega$

BCU IAŞI CENTRALA UNIVERSITY LIBRARY

iar defazajul curent tensiune este: $$tg\varphi = \frac{X_L - \frac{R_2^2 X_C}{R_2^2 + X_C^2}}{R_1 + \frac{R_2 X_C^2}{R_2^2 + X_C^2}} = 0$$

$$I = U/Z = 1A$$

9. Circuitul din fig. 9 este o punte folosită pentru măsurarea inductanțelor. Atunci când puntea este echilibrată, curentul prin detectorul R_0 este nul. Să se găsească expresia lui L în funcție de R și C, știind că puntea este echilibrată când $R^2 = R_a \cdot R_b$.

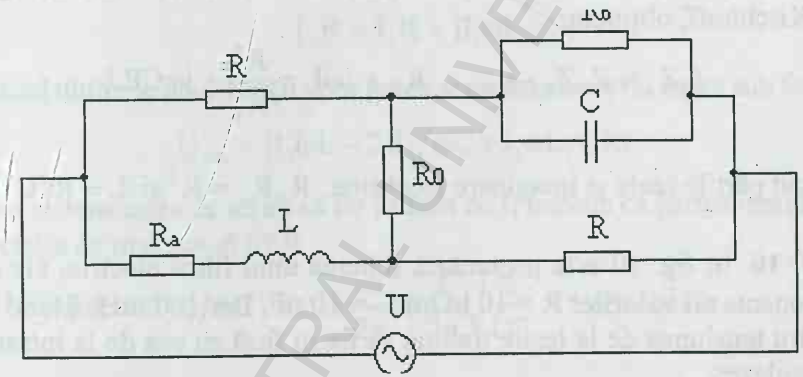

Fig. 9

Rezolvare

Se utilizează următoarea schemă echivalentă:

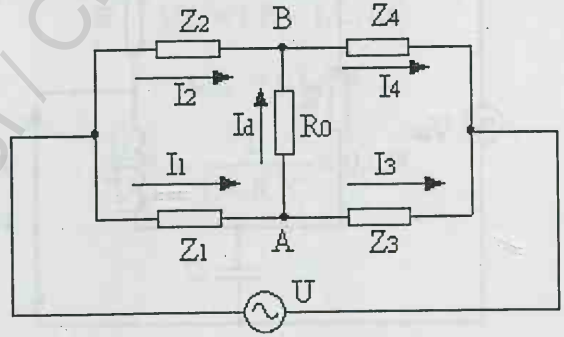

Fig. 9R

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

unde $\underline{Z}_1 = R_a + j\omega L$, $Z_2 = R$, $Z_3 = R$, $\underline{Z}_4 = \dfrac{R_b}{1 + jR_b\omega C}$

Din legea a doua a lui Kirchhoff în cele două circuite obținem:

$$\underline{I}_1\underline{Z}_1 + \underline{I}_d R_d - I_2\underline{Z}_2 = 0$$

$$\underline{I}_3\underline{Z}_3 - \underline{I}_d R_d - \underline{I}_4\underline{Z}_4 = 0$$

Iar din prima lege a lui Kirchhoff în nodurile A şi B:

$$\underline{I}_d = \underline{I}_1 - \underline{I}_3 = \underline{I}_4 - \underline{I}_2$$

În cazul în care puntea este echilibrată, curentul I_d prin detector este zero, iar $I_1 = I_3$, $I_4 = I_2$. În aceste condiții, împărțind relațiile obținute din legea 2 a lui Kirchhoff, obținem:

$$Z_1Z_4 = Z_2Z_3 \rightarrow \qquad R_a + j\omega L = \frac{R^2}{R_b} + j\omega CR^2$$

Egalând părțile reale şi imaginare se obține: $R_bR_a = R^2$ şi $L = R^2C$

10. În fig. 10 este prezentată schema unui filtru electric, ale cărui componente au valorile: R = 10 kΩm C = 10 nF, L = 160 mH. Ştiind că la un filtru tensiunea de la ieşire trebuie să fie în fază cu cea de la intrare, să se calculeze:

a) frecvența curentului;

b) raportul V_{out}/V_{in}.

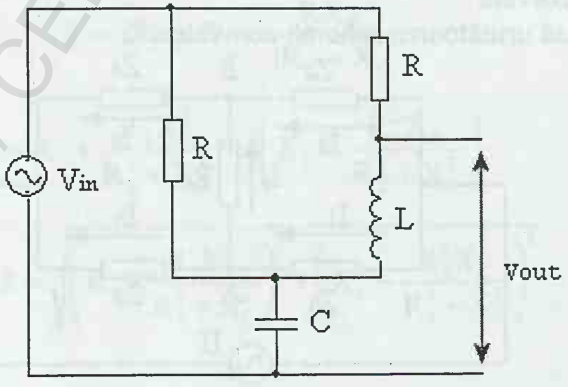

Fig. 10

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

Se scriu tensiunile de intrare şi de ieşire în formă complexă:

$$\underline{U}_{in} = I_1 R + jI_1 \omega L - j\underline{I}/\omega C$$

$$\underline{U}_{out} = jI_1 \omega L - j\underline{I}/\omega C$$

Se observă că $\underline{U}_{in} = I_1 R + \underline{U}_{out}$, iar singura soluţie ca tensiunile de intrare şi de ieşire să fie în fază este ca ele să fie în fază cu I_1, motiv pentru care vom lua I_1 ca referinţă. În plus, din legile lui Kirchhoff mai putem scrie:

$$\underline{I} = I_1 + \underline{I}_2$$

$$\underline{I}_2 R = I_1 R + jI_1 \omega L$$

Folosind ultimele două relaţii vom putea scrie tensiunea de ieşire sub forma:

$$\underline{U}_{out} = jI_1 \omega L - 2jI_1/\omega C + I_1 \omega L/\omega RC$$

Pentru ca tensiunea de ieşire să fie în fază cu I_1 trebuie ca partea imaginară din relaţia de mai sus să fie 0

$$jI_1 \omega L = 2jI_1/\omega C \rightarrow \upsilon = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2}{LC}} = 5.63 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

b) Ţinând cont că părţile imaginare ale tensiunilor de ieşire şi de intrare sunt zero la frecvenţa de lucru a filtrului pe care tocmai am calculat-o, vom obţine:

$$\underline{U}_{in} = I_1 R + I_1 L/RC$$

$$\underline{U}_{out} = I_1 L/RC,$$

de unde rezultă: $$\frac{\underline{U}_{out}}{\underline{U}_{in}} = \frac{L}{L + R^2 C} = 0{,}138$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

11. În fig. 11 este prezentat un circuit de curent alternativ care funcționează la frecvența ν. Să se determine natura impedanțelor Z_1 și Z_2 din circuit și raportul lor, astfel încât curentul I_2 să nu depindă de valoarea lui Z_2.

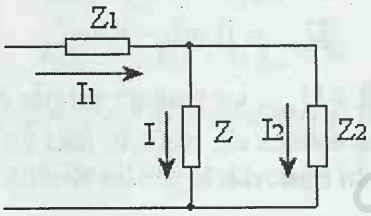

Fig. 11

Rezolvare

Din legea a doua a lui Kirchhoff scrisă pentru ochiul din dreapta obținem:

$$I_2 Z_2 = (I_1 + I_2)Z$$

Calculând impedața totală a circuitului putem determina curentul I_1

$$I_1 = \frac{U}{Z_1 + \dfrac{ZZ_2}{Z + Z_2}}$$

Înlocuind I_1 astfel obținut în prima relație obținem:

$$I_2 = \frac{UZ}{ZZ_1 + Z_2(Z + Z_1)}$$

Pentru ca I_2 să nu depindă de Z_2 trebuie ca $Z = -Z_1$, ceea ce este echivalent cu $R + R_1 = 0$ și $X + X_1 = 0$. Prima condiție este posibilă doar dacă $R = R_1 = 0$, iar din a doua condiție rezultă că una din reactanțe este inductivă, iar cealaltă capacitivă.

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

12. În circuitul din fig. 12, elementele R_1, R_2, R_3, R_4, L_1 şi L_2 sunt astfel alese încât prin ampermetru nu trece curent dacă circuitul este alimentat cu tensiune continuă sau alternativă. Ştiind că $R_2 = 90\ \Omega$, $R_3 = 300\ \Omega$, $R_4 = 60\ \Omega$, $L_2 = 900$ H, să se determine R_1.

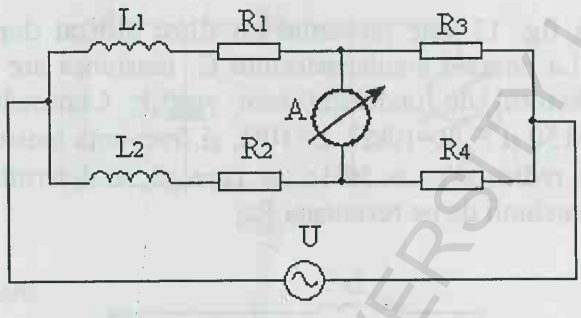

Fig. 12

Rezolvare

Pentru ca în curent continuu ampermetrul să nu fie străbătut de curent trebuie îndeplinită condiția:

$$R_1 = R_2 R_3 / R_4 = 450\Omega$$

În cazul alimentării circuitului în c.a., condiția de echilibrare a punții este satisfăcută când tensiunile pe cele două borne ale ampermetrului sunt egale, de unde rezultă:

$$jI_1\omega L_1 + I_1 R_1 = jI_2\omega L_2 + I_2 R_2$$

$$R_3 I_1 = R_4 I_2$$

Rezolvând sistemul de ecuații obținem:

$$jI_1\omega L_1 + I_1 R_1 = jI_1 \frac{R_3}{R_4}\omega L_2 + I_1 \frac{R_3}{R_4} R_2$$

Egalând părțile imaginare obținem: $L_1 = L_2 \dfrac{R_3}{R_4} = 4500\text{H}$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Capitolul 2

Diode semiconductoare

13. În fig. 13 este prezentat un filtru utilizat după un redresor bialternanță. La bornele condensatorului C_1 tensiunea are valoarea U_1 = 50 V, iar factorul de ondulație este γ_1=0,1. Cunoscând elementele filtrului: C_2 =150 μ F, R=10kΩ, L=10H, şi frecvența tensiunii alternative la intrarea în redresor ν_0 = 50Hz, se cere să se determine factorul de ondulație al tensiunii de pe rezistența R.

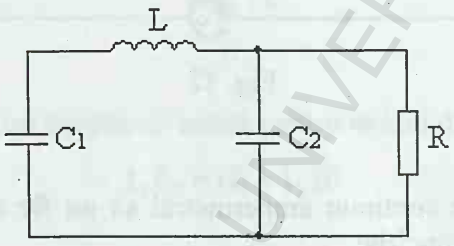

Fig. 13

Rezolvare

Factorul de ondulație al tensiunii la bornele condensatorului C_1 este $\gamma = U_m/U_1$. Prin urmare U_1=5V, iar frecvența este de 100Hz deoarece avem redresare bialternanță. La această frecvență, reactanța condensatorului este neglijabilă față de rezistența R, ceea ce înseamnă că trecerea curentului alternativ se face în principal prin condensator. Amplitudinea tensiunii de la bornele condensatorului C_2 este

$$U_{m2} = U_{m1} \cdot X_{C2}/(X_L - X_{C2}) = 8.3\text{mV}$$

Factorul de ondulație al tensiunii pe rezistența de sarcină este:

$$\gamma_2 = U_{m2}/U_1 = 0.166 \cdot 10^{-3}$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

14. În circuitul din fig. 14 tensiunea alternativă de la intrare este U = 220. Să se calculeze tensiunea electrică pe condensatorul C_2 după un timp suficient de lung.

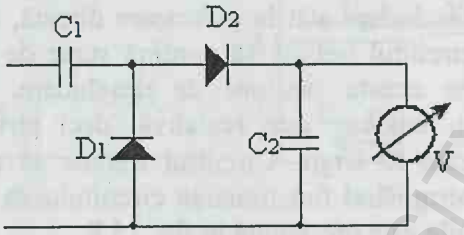

Fig. 14

Rezolvare

Pe prima alternanță dioda D_1 conduce, iar D_2 este blocată şi condensatorul C_1 se încarcă prin dioda D_1 (cu plus în stânga şi minus în dreapta), la valoarea de vârf a tensiunii la borne (U_m). Dioda D_2 fiind blocată, tensiunea pe C_2 este zero. În cea de-a doua alternanță dioda D_2 conduce, iar D_1 este blocată, iar condensatorul C_1 acționează ca o a doua sursă în serie cu tensiunea de la intrare. Cele două surse în serie vor încărca condensatorul C_2 prin dioda D_2 la o tensiune $U = 2U_m = 620V$.

15. În interiorul unei cutii se află un circuit format din surse de tensiune continuă, diode ideale şi rezistențe. Dependența curent-tensiune între punctele A şi B este dată în figura de mai jos. Să se deseneze o schemă electrică posibilă.

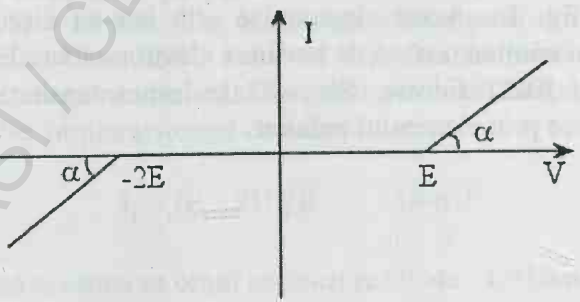

Fig. 15

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

Din caracteristica volt-amperică din fig. 15 precedentă este evident că în cutie trebuie să existe şi elemente neliniare. Întrucât diodele sunt ideale, iar tensiunile de deschidere atât la polarizare directă, cât şi inversă sunt diferite de zero, circuitul trebuie să conţină surse de tensiune continuă care să controleze aceste tensiuni de deschidere. După deschidere dependenţa curent tensiune este rezistivă, deci circuitul cuprinde şi rezistenţe de valoare R=1/tgα. Circuitul trebuie să aibă două ramuri, fiecare din ele determinând funcţionarea circuitului la o polarizare. Una din schemele posibile este prezentată în fig. 15 R.

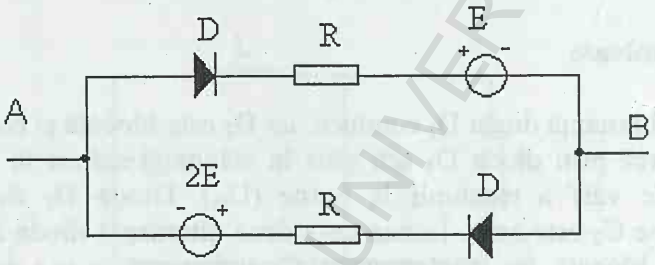

Fig. 15 R

Dacă tensiunea aplicată între punctele A şi B este mai mare decât E, se deschide dioda D_1, iar dacă tensiunea aplicată între A şi B este negativă şi mai mare ca 2E, se deschide dioda D_2, obţinându-se o caracteristică similară cu cea din fig. 15.

16. Caracteristica curent-tensiune a unui element neliniar este prezentată în fig. 16. Acest element se află într-un circuit de curent continuu ce mai conţine o sursă de tensiune electromotoare E=200V şi doi rezistori cu R=10kΩ fiecare. Să se calculeze intensitatea curentului electric care trece prin elementul neliniar.

BCU IAŞI CENTRALA UNIVERSITARĂ LIBRARY

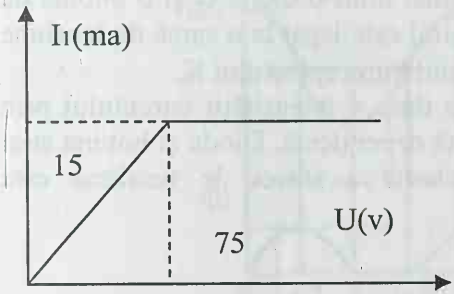

Fig. 16a

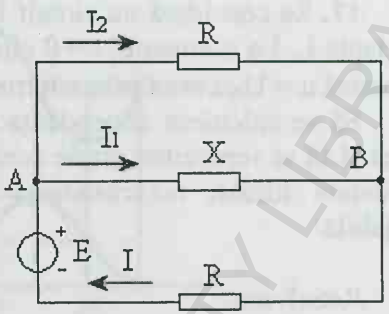

Fig. 16b

Rezolvare

Se notează cu U tensiunea între punctele A şi B. Din legile lui Kirchhoff se obține:

$$I = I_1 + I_2 \qquad I_2 R = U \qquad E - IR = U$$

de unde se deduce: $I_1 = (E - 2U)/R$

În afară de această relație, între curentul şi tensiunea prin elementul neliniar, I_1 şi U trebuie să respecte şi dependența curent-tensiune din fig. 16a. Reprezentând grafic cele două dependențe simultan, observăm că cele două curbe se intersectează pentru I_1 = 10mA şi U = 50,V. O altă metodă este să se descrie dependența grafică dată de caracteristica curent-tensiune sub formă algebrică. Mai întâi se determină pe care regiune a caracteristicii se aplică – pe partea liniară sau pe partea de saturație. Se presupune că I_1 = 15 mA şi se calculează tensiunea U din relația de mai sus. Se obține: U = 25V, ceea ce ne demonstrează că elementul funcționează în regiunea liniară. Din grafic se observă că: $I_1 = \alpha U$, unde α = 0,2 mA/V. Se obține sistemul de ecuații:

$$I_1 = (E - 2U)/R \qquad I_1 = \alpha U$$

Prin rezolvarea acestuia se obțin aceleaşi rezultate: I_1=10mA şi U=50V.

17. Se consideră un circuit format dintr-o diodă D şi o bobină de inductanţă L. La momentul t = 0 circuitul este legat la o sursă de tensiune alternativă $u = U_m \cos\omega t$ prin intermediul întrerupătorului K.

Să se calculeze dependenţa de timp a intensităţii curentului prin bobină şi să se reprezinte grafic această dependenţă. Dioda şi bobina sunt considerate ideale, iar rezistenţa internă a sursei de tensiune este neglijabilă.

Rezolvare

După închiderea întrerupătorului dioda este deschisă şi toată tensiunea cade pe bobină

$$u = U_m \cos\omega t = L\frac{di}{dt}$$

de unde se obţine: $$i = \frac{U_m \sin\omega t}{\omega L}$$

În momentul $t_1 = \pi/\omega$ curentul electric în bobină se anulează. Din acest moment până în momentul $t_2 = 3\pi/2\omega$ curentul rămâne nul deoarece dioda este închisă. În momentul t_2 dioda se deschide din nou. Din acest moment tensiunea la capetele diodei va fi:

$$u = U_m \cos\left(\omega t + \frac{3}{2}\pi\right) = U_m \sin\omega t$$

iar în urma calculării integralei curentul prin bobină va fi:

$$i = \frac{U_m}{\omega L}(1 - \cos\omega t)$$

care satisface condiţia la limită i=0 pentru $t = t_2$.
Dependenţa curentului de timp este prezentată în fig. 17R.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

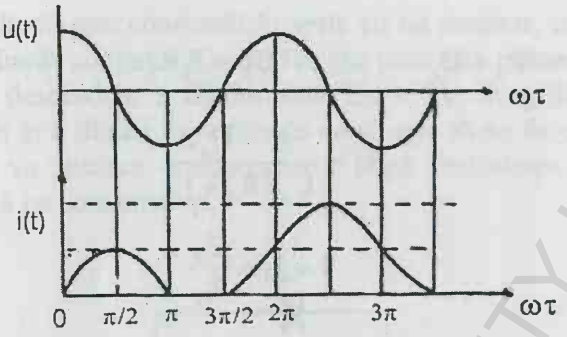

Fig. 17 R

18. În fig. 18, U = 20V iar dioda Zener are o tensiune de deschidere de 9V.

Să se calculeze:

a) valoarea rezistenței R_1 astfel ca prin diodă să treacă un curent I_d = 10mA,

b) valoarea rezistenței R_1 dacă în paralel cu dioda se conectează o rezistență de sarcină $R_S = 600\Omega$ astfel încât curentul prin diodă să rămână constant,

c) limitele de variație ale rezistenței de sarcină, când $R_1 = 440\Omega$, astfel ca intensitatea curentului prin diodă să varieze în domeniul cuprins între I_{min} = 0.5mA și I_{max} =19.5mA, curentul total rămânând constant.

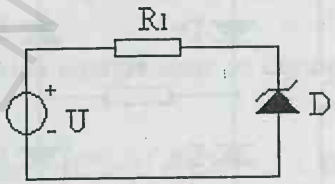

Fig. 18

Rezolvare

a. Din legea lui Ohm, $U = U_d + IR_1$ și rezultă că:

$$R_1 \frac{U - U_d}{I_d} = 1.1k\Omega$$

b. Scriind legile lui Kirchoff pe cele două ochiuri de circuit se obține:

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$U = IR_1 + U_d \qquad U_d = I_S R_S \qquad I = I_d + I_S$$

de unde : $$R_1 = \frac{U - U_d}{U_d / R_S + I_d}$$

unde $$I = I_d + \frac{U_d}{R_S}$$

c. $$R_S = \frac{U_d}{I_S} = \frac{U_d}{I - I_d}$$

pentru $I_d = I_{min}$, $R_S = 367\Omega$, iar pentru $I_d = I_{max}$, $R_S = 1636\Omega$,

19. În fig. 19 este prezentat un montaj format din patru diode şi o rezistență. Se ştie că amplitudinea tensiunii debitate de generator este E_m =100V, tensiunea de deschidere a diodelor este de 0,5V, iar rezistența lor este zero.

a) Ce fel de circuit este prezentat în figură?

b) Să se găsească dependența de timp a curentului din rezistența R cu valoarea de 100Ω.

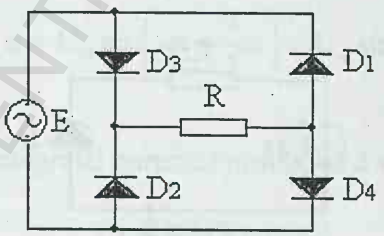

Fig. 19

Rezolvare

a) Circuitul este un redresor bialternanță

b) $$i = \frac{|E_m \cos \omega t| - 2u_0}{R} = |\cos \omega t| - 0{,}01\ A$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

20. O diodă este conectată în serie cu un rezistor, un condensator şi o sursă de curent continuu E = 100V, aşa cum este prezentat în fig. 20. Tensiunea de deschidere a diodei este U_0 = 2V. Neglijând rezistența internă a sursei şi a diodei în regim de conducție să se determine sarcina Q la care se va încărca condensatorul după închiderea circuitului şi energia disipată pe condensator.

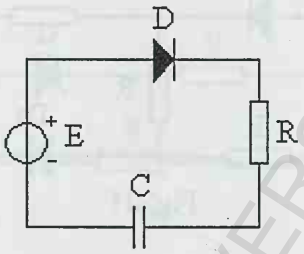

Fig. 20

Rezolvare

Datorită condensatorului, circuitul este întrerupt în curent continuu, astfel încât după ce acesta s-a încărcat, căderea de tensiune pe rezistența R este nulă. Pentru a se putea încărca condensatorul este necesar ca dioda să se deschidă. Prin urmare, pe diodă vom avea tensiunea de deschidere a diodei, 2V, iar diferența $U=E-U_d$ cade pe condensator. Deci, sarcina maximă la care se încarcă condensatorul este

$$Q = CU = 96\,\mu C$$

Pe condensator se va disipa energie doar pe durata încărcării acestuia, iar energia disipată va fi:

$$En = \int_0^Q CUdU = CU^2/2 = 48mJ$$

După ce condensatorul este complet încărcat, el va bloca circuitul, curentul total prin circuit devine zero, iar puterea disipată la fel.

21. În fig. 21 toate rezistențele au aceeaşi valoare R = 60 Ω, iar diodele sunt ideale. Se leagă între bornele A şi B o baterie cu tensiunea

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

u = 12V un interval de timp t_1 = 1s. După acest interval de timp se schimbă polaritatea între punctele A şi B pentru un interval de timp t_2 = 5s.

Să se calculeze căldura degajată prin efect Joule în circuit în timpul $t=t_1+t_2$.

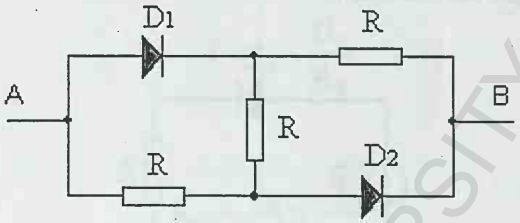

Fig. 21

Rezolvare

În enunțul problemei nu se menționează care este polaritatea inițială. Se vor considera două cazuri distincte:

a) Dacă inițial punctul A este legat la plusul bateriei, diodele fiind ideale, rezistorii sunt legați în paralel şi rezistența echivalentă este egală cu:

$$R_1=R/3$$

iar în intervalul de timp t_1 căldura degajată va fi :

$$Q_1 = U^2 t_1 / R_1 = 3\,U^2 t_1 / R$$

Când se inversează polaritatea, curentul nu trece prin diode şi cele trei rezistențe sunt legate în serie, rezistența echivalentă fiind R_2 = 3R. În intervalul de timp t_2 se degajă căldura:

$$Q_1 = U^2 t_2 / R_2 = U^2 t_1 / 3R$$

Căldura totală degajată va fi:

$$Q = Q_1 + Q_2 = \frac{U^2}{R}\left(3t_1 + \frac{t_2}{3}\right) = 11{,}2\ \text{J}$$

b) Dacă la momentul inițial punctul A este legat la minusul bateriei, căldura totală degajată va fi:

BU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$Q' = \frac{U^2}{R}\left(\frac{t_1}{3} + 3t_2\right) = 36{,}8\ J$$

22. Să se calculeze intensitatea curentului ce trece prin rezistorul R_0, din fig. 22. Dioda este o diodă Zener ideală de 10V, tensiunea $U = Um\cos\omega t$, unde $Um = 30V$, $R_0 = 10K\Omega$ şi $R = 20K\Omega$.

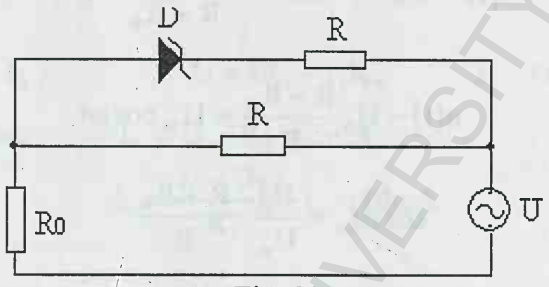

Fig. 22

Rezolvare

Circuitul din fig. 22 poate funcţiona în două regimuri: când dioda este închisă şi când dioda este deschisă.

În primul caz, când în care dioda este blocată, curentul trece doar prin ramura de sus şi este egal cu:

$$i_I = \frac{u(t)}{R_0 + R}$$

În al doilea caz, când dioda este deschisă, curentul este:

$$i_{II} = i_1 + i_2$$

iar din legile lui Kirchoff se obţine:

$$U_0 - i_1 R = i_2 R$$

$$i_2 R = u(t) - i_{II} R_0$$

Din ultimele trei relaţii rezultă:

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$i_{II} = \frac{2u(t) - U_0}{R + 2R_0}$$

În momentul deschiderii diodei, tensiunea la bornele A şi B trebuie să fie egală cu U_0 astfel că:

$$i_1 R = U_0 \qquad \text{sau} \qquad \frac{u(t)R}{R + R_0} = U_0$$

de unde

$$u(t) = U_0 \frac{R + R_0}{R} = U_m \cos \omega t_0$$

$$\cos \omega t_0 = \frac{U_0}{U_m} \cdot \frac{R + R_0}{R}$$

23. În fig. 23 se cunosc $R_1 = 1K\Omega$, $R_2 = 2K\Omega$ şi $U_z = 10V$. Ştiind că dioda din circuit este ideală, să se determine curentul prin rezistența R_2 şi prin diodă dacă:
a)U = 5V
b)U = 25V

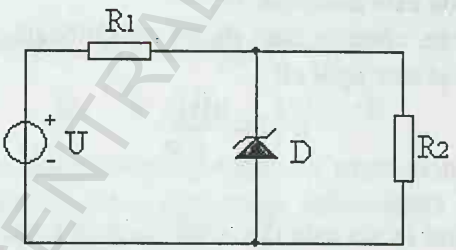

Fig. 23

Rezolvare

Dioda se deschide în cazul în care tensiunea pe rezistența R_2 devine egală cu tensiunea U_z, deci:

$$U \frac{R_2}{R_1 + R_2} \doteq U_z,$$

de unde rezultă că deschiderea diodei are loc pentru tensiuni $U \geq 15V$
În continuare se studiază următoarele două situații:

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

a) dioda este blocată, deci curentul prin diodă este 0, iar curentul prin rezistorul R_2 este:

$$I = I_2 = \frac{U}{R_1 + R_2} = 1.66\ \text{mA}$$

b) dioda este deschisă iar ecuațiile Kirchhoff pentru ochiurile de circuit sunt:

$$I = I_1 + I_2 \qquad U = IR_1 + I_2R_2 \qquad U - U_z = IR_1,$$

de unde se obține: $I_2 = U_z / R_2 = 5\text{mA}$,

$$I_z = \frac{U - U_z}{R_1} - I_2 = 10\text{mA}$$

24. Se dă un stabilizator parametric cu diodă Zener ca cel din fig. 23, la care se cunosc: U = 30V, U_z = 10V, R_z = 100Ω, R_1 = 5K Ω, R_2 = 10K Ω.

a) Să se determine curentul prin diodă;

b) Dacă curentul prin diodă poate varia între 1 şi 10 mA, între ce limite poate varia tensiunea de alimentare U ?

c) Luând U = 30V, între ce limite poate varia R_2 astfel încât curentul prin diodă să se încadreze în intervalul 1-10mA ?

Rezolvare

a) Pentru cele două ochiuri de circuit se pot scrie legile lui Kirchhoff:

$$U_z + I_zR_z = I_2R_2$$

$$U = (I_z + I_2)R_1 + I_2R_2$$

Se obține un sistem de două ecuații cu două necunoscute din care se găsește I_z:

$$I_z = \frac{UR_2 - U_z(R_1 + R_2)}{R_1R_2 + R_z(R_1 + R_2)} = 2.91\text{mA}$$

b) Dacă se exprimă tensiunea de alimentare U funcție de curentul prin

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

diodă: $$U = \frac{I_z[R_1R_2 + R_z(R_1 + R_2)] + U_z(R_1 + R_2)}{R_2},$$

se obține: $U = 20{,}15$ V pentru $I_z = 1$mA

și $U = 66{,}5$ V pentru $I_z = 10$mA

c) Se poate scrie R_2 funcție de curentul prin diodă:

$$R_2 = \frac{I_zR_1R_z + U_zR_1}{U - U_z - I_zR_1 - I_zR_z}$$

Rezultă: $R_2 = 3{,}39$ K Ω pentru $I_z = 1$mA. Pentru un curent de 10 mA prin diodă R_2 ar fi negativ, lucru imposibil, dar semnificația fizică este că pentru acest circuit R_2 ar putea fi oricât de mare, chiar infinit, deoarece pentru $R_2 = \infty$ $I_z = 3{,}92$ mA, deci nu va atinge valoarea de 10 mA.

25. Montajul din fig. 25 este compus din diode redresoare și diode Zener cu siliciu. Diodele sunt ideale, U = 20V iar rezistența internă a sursei este zero. Să se calculeze tensiunile pe cele 7 rezistențe R_1....R_7.

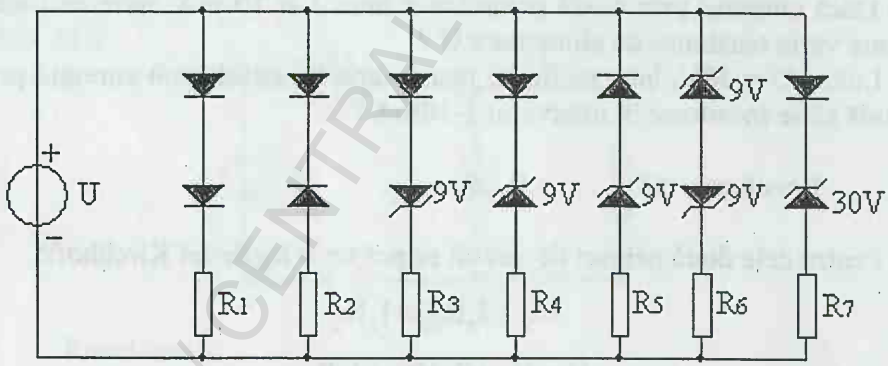

Fig. 25

Rezolvare

Circuitul precedent este un circuit paralel și, prin urmare, pe toate ramurile vom avea tensiunea U = 20V.

Diodele care sunt în serie cu R_1 sunt polarizate direct. Pe fiecare vom avea 0,6V, deci $U_{R1} = 18{,}8$V.

BUCHAREST CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

U_{R2} = 0V deoarece toată tensiunea cade pe a doua diodă, care este polarizată invers.
U_{R3} = 18,8V deoarece ambele diode sunt polarizate direct, iar tensiunea de deschidere la polarizare directă a unei diode Zener cu siliciu este 0,6V.
U_{R4} = 10,4V, pe prima diodă vor fi 0,6V, iar pe Zener 9V.
U_{R5} = 0V întrucât prima diodă este polarizată invers.
U_{R6} = 10,4V, pe primul Zener vor fi 9V, iar pe al doilea 0,6V.
U_{R7} = 0V deoarece dioda Zener de 30V polarizată invers este blocată.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Capitolul 3

Tranzistoare bipolare şi cu efect de câmp

26. Pentru circuitul de polarizare din fig. 26 se cunosc: $V_{EE} = 5V$, $V_{CC} = 15V$, $R_E = 2K\Omega$, $R_C = 5K\Omega$, iar pentru tranzistor se cunosc următorii parametrii: $\beta = 200$, $I_{CB0} = 0{,}1\ \mu A$, $V_{BE} = 0{,}6V$.
a) Să se determine punctul static de funcţionare al tranzistorului.
b) Până la ce tensiune V_{EE} tranzistorul este polarizat în regiunea activă normală?

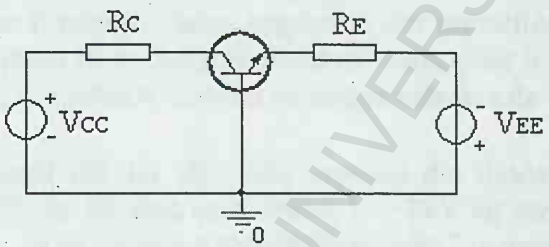

Fig. 26

Rezolvare

a) Se scrie legea a doua a lui Kirchhoff pe ochiul din dreapta :

$$V_{EE} = I_E R_E + V_{BE},$$

de unde se poate determina curentul de emitor:

$$I_E = (V_{EE} - V_{BE})/R_E = 2{,}2\,\text{mA}$$

iar $$I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$$

unde $$\alpha = \beta/(\beta+1) \rightarrow I_C \cong 2{,}19\,\text{mA}$$

Tensiunea colector-emitor se poate determina din ochiul de circuit din stânga

$$V_{CB} = V_{CC} - I_C R_C = 4{,}05\,\text{V}$$

b) Tranzistorul lucrează pe regiunea activă normală deoarece prima joncţiune este polarizată direct, iar a doua invers. Saturaţia incipientă are

EDU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

loc pentru $V_{CB} = 0$, caz în care tranzistorul este complet deschis, toată tensiunea V_{CC} cade pe R_C, iar curentul de colector la saturație este:

$$I_{CS} = V_{CC}/R_C = 3\text{mA}$$

Având I_C la care începe saturația tranzistorului, se poate calcula curentul de emitor care produce saturația şi tensiunea V_{EE} la care se obține acest curent:

$$V_{EE} = R_C I_{CS}/\alpha + V_{BE} = 6{,}63\text{V}$$

27. În fig. 27 este prezentat un montaj de polarizare a unui tranzistor bipolar cu stabilizare parțială a punctului static de funcționare. Se cunosc: $V_{CC} = 12\text{V}$, $R_C = 2\text{K}\Omega$, $R_B = 1\text{M}\Omega$, $R_E = 1\text{K}\Omega$, iar în punctul static de funcționare pentru tranzistor se cunosc: $\beta=200$, $I_{CB0} = 0$, $V_{BE} = 0{,}65\text{V}$. Să se determine:

a) Punctul static de funcționare.

b) Ştiind că viteza de variație a tensiunii bază emitor cu temperatura este $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = -1{,}8\text{mV}/°\text{C}$, iar pentru coeficientul β avem $\frac{\partial \beta}{\partial T}\frac{1}{\beta} = 2\%/°\text{C}$, să se determine variația curentului de colector când temperatura creşte cu 1°C.

c) Variația tensiunii V_{CE} în condițiile de la punctul b.

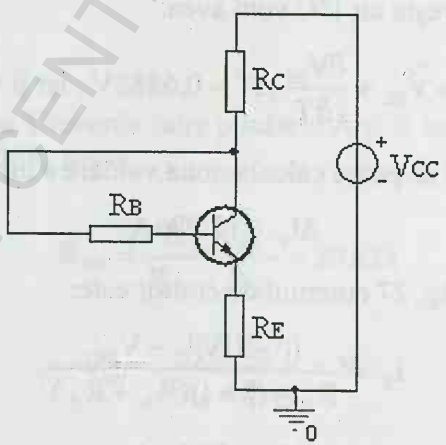

Fig. 27

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

a) Se pot scrie următoarele relații pentru cele două ochiuri de circuit:

$$V_{CC} = (\beta+1)I_B(R_C + R_E) + V_{CE}$$

$$V_{CC} = I_E R_C + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{CC} = (\beta+1)I_B(R_C + R_E) + I_B R_B + V_{BE}$$

Din ultima relație obținem:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta+1)(R_E + R_C)} = 7{,}08\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 1{,}416\,mA$$

Folosind curentul de bază obținut din prima relație vom obține:

$$V_{CE} = V_{CC} - (\beta+1)I_B(R_C + R_E) \cong 7{,}72V$$

b) Curentul de colector este dat de relația:

$$I_C = \frac{(V_{CC} - V_{BE})\beta}{R_B + (\beta+1)(R_E + R_C)}$$

Dacă temperatura creşte cu 1°C vom avea:

$$V_{BE2} = V_{BE} + \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}\Delta T = 0{,}6482V\text{, iar } \beta = 204.$$

Cu aceste noi valori se poate calcula noua valoare a lui I_C, obținându-se:

$$\Delta I_C = 17.98\mu A$$

c) În montajul din fig. 27 curentul de emitor este:

$$I_E = \frac{(\beta+1)V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta+1)(R_E + R_C)},$$

şi se calculează $\Delta I_E \cong 17.9\,\mu A$,

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

iar $$\Delta V_{CE} = -(R_C + R_E)\Delta I_E = -35{,}9mV$$

28. Se dă montajul din fig. 28 pentru care se cunosc: V_{CC} =15V, R_C = 4KΩ, R_{B2} = 120KΩ, R_{B1} = 30KΩ, R_E = 2,3KΩ, β=200, I_{CB0} = 0, V_{BE} = 0,6V.

a) Să se determine punctul static de funcţionare;

b)Să se afle valoarea rezistenţei R_{B2} pentru care tranzistorul intră în saturaţie, ştiind că $R_{B1} \| R_{B2}$ este constant.

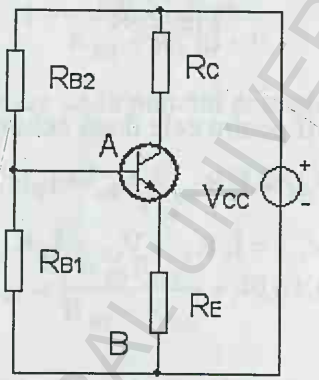

Fig. 28

Rezolvare

a) Aplicând teorema Thevenin între punctele A şi B vom obţine circuitul echivalent din fig. 28R, unde:

$$R_{BB} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 24\,K\Omega$$

$$V_{BB} = \frac{R_{B1}V_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} = 3V$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

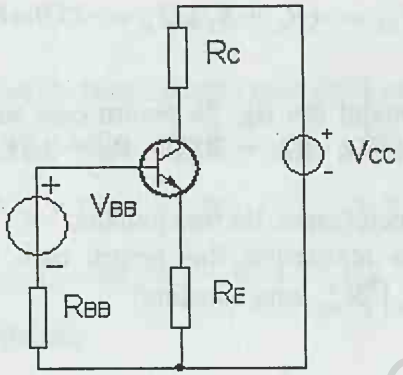

Fig. 28R

Scriind ecuațiile Kirchhoff pentru cele două ochiuri de circuit, se obține:

$$V_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

În plus, avem relațiile:

$$I_C = \beta I_B \qquad \text{şi} \qquad I_E = I_E + I_B$$

Înlocuind I_E funcție de I_B în prima relație se găsește:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (\beta + 1)R_E} = 4{,}93\mu A \rightarrow \quad I_C = 0{,}987\,mA$$

iar $$V_{CE} = V_{CC} - \beta I_B R_C + (\beta + 1) I_B R_E = 8{,}77V$$

b) Tranzistorul intră în saturație dacă tensiunea $V_{CB} = 0$. Se scrie ecuația a doua a lui Kirchhoff care să includă joncțiunea bază-colector:

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$V_{CC} - V_{BB} = I_C R_C + V_{CB} - I_B R_{BB}$$

relaţie care la saturaţie devine:

$$V_{CC} - V_{BB} = \beta I_B R_C - I_B R_{BB}$$

Înlocuind I_B cu relaţia obţinută la punctul a, pentru acest curent se determină V_{BB} :

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} + V_{BE}\dfrac{\beta R_C - R_{BB}}{R_{BB} + R_E(\beta+1)}}{1 + \dfrac{\beta R_C - R_{BB}}{R_{BB} + R_E(\beta+1)}} = 6{,}14V$$

Cum R_{BB} are aceeaşi valoare ca la punctul precedent, se obţine:

$$R_{B2} = R_B \frac{V_{CC}}{V_{BB}} = 58{,}5K\Omega$$

$$R_{B1} = \frac{R_{BB} R_{B2}}{R_{B2} - R_{BB}} = 40{,}6K\Omega$$

29. Se consideră montajul din fig. 28 şi se doreşte obţinerea următorului punct static de funcţionare: V_{CE} = 10V, V_{BE} = 0,6V, I_C = 10mA. În plus, se cunosc V_{CC} = 20V, β = 100, tensiunea pe rezistorul R_E, V_{RE}= V_{CC}/10, iar curentul prin R_{B2} este $10I_B$. Să se calculeze rezistenţele din circuit.

Rezolvare

Din legea a doua a lui Kirchhoff pentru ochiul din dreapta se obţine:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + V_{RE} \rightarrow$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_{RE}}{I_C} = 800\Omega$$

Ştiind V_{RE} se poate afla R_E :

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$R_E = \frac{\beta V_{RE}}{(\beta+1)I_C} = 198\Omega$$

Din prima lege a lui Kirchhoff în punctul A avem:

$$I_2 = I_1 + I_c/\beta$$

de unde rezultă:

$$I_2 = 10I_c/\beta, \quad \text{iar} \qquad I_1 = 9I_c/\beta$$

Din legea a doua a lui Kirchhoff pentru ochiul ce cuprinde joncțiunea bază-emitor se poate scrie:

$$I_1 R_{B1} = V_{BE} + V_{RE} \rightarrow$$
$$R_{B1} = \frac{\beta(V_{BE} + V_{RE})}{9I_C} = 2{,}88K\Omega$$

Iar din ochiul pentru joncțiunea bază-colector se obține:

$$I_2 R_{B2} = V_{CC} - V_{CE} - V_{RE} \rightarrow$$
$$R_{B2} = \frac{\beta(V_{CC} - V_{CE} - V_{RE})}{10I_C} = 8K\Omega$$

30. Pentru circuitul din fig. 30 se cunosc: $V_{CC} = 20V$, $R_C = 4{,}7K\Omega$, $R_{B2} = 12K\Omega$, $R_{B1} = 12K\Omega$, $R_E = 2K\Omega$, $\beta=100$, $I_{CB0} = 0$, $V_{BE} = 0{,}6V$, $R_{B3} = 200K\Omega$. Să se determine punctul static de funcționare.

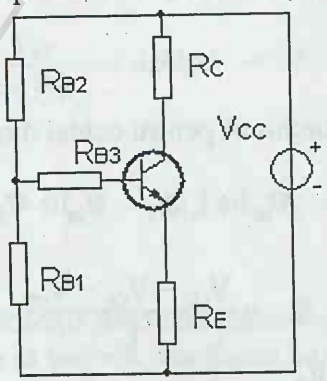

Fig. 30

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

Aplicând teorema Thevenin între bază şi minusul sursei vom obține o schemă echivalentă similară cu cea din fig. 28R, dar de această dată:

$$R_{BB} = R_{B3} + \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} = 206\,K\Omega,$$

$$\text{iar} \qquad V_{BB} = \frac{R_{B1}V_{CC}}{R_{B1}+R_{B2}} = 10V$$

În rest problema se rezolvă similar cu problema 28, punctul static de funcționare fiind dat de relațiile:

$$I_B = \frac{V_{BB}-V_{BE}}{R_{BB}+(\beta+1)R_E} = 23\mu A \rightarrow \quad I_C = 2{,}3mA$$

iar $$V_{CE} = V_{CC} - \beta I_B R_C + (\beta+1)I_B R_E = 4{,}6V$$

31. Să se calculeze punctul static de funcționare al tranzistorului din fig. 31. Se cunosc: $V_{CC} = 12V$, $R_C = 5K\Omega$, $R_B = 160K\Omega$, $R_f = 270K\Omega$, $R_E = 1K\Omega$, $\beta=100$, $I_{CB0} = 0$, $V_{BE} = 0{,}6V$.

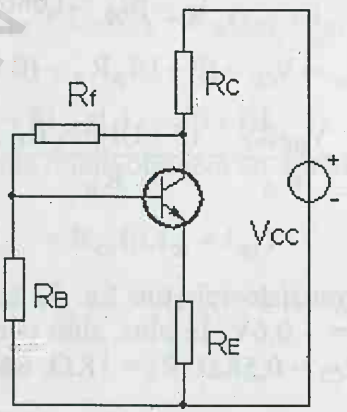

Fig. 31

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

Din legile lui Kirchhoff în cele trei ochiuri independente şi din cele două noduri se obține:

$$V_{CC} = (I_C + I + I_B)R_C + (I + I_B)R_f + IR_B$$

$$V_{CC} = (I_C + I + I_B)R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$IR_B = V_{BE} + I_E R_E$$

În continuare se scriu toți curenții prin tranzistor funcție de I_B:

$$V_{CC} = (\beta I_B + I + I_B)R_C + (I + I_B)R_f + IR_B$$

$$V_{CC} = (\beta I_B + I + I_B)R_C + V_{CE} + (\beta + 1)I_B R_E$$

$$IR_B = V_{BE} + (\beta + 1)I_B R_E$$

Se obțin trei ecuații cu trei necunoscute: I, I_B, şi V_{CE}. Rezolvând sistemul se găsesc:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{BE}(R_C + R_f)/R_B}{(\beta+1)R_C + (R_C + R_f)(\beta+1)R_E/R_B + R_f + (\beta+1)R_E} = 10{,}86\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 1{,}086mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - (\beta+1)I_B R_E - (\beta+1)I_B R_C -$$

$$- \frac{V_{BE}R_C}{R_B} - \frac{(\beta+1)I_B R_E R_C}{R_B} \cong 5.37V$$

32. Pentru tranzistoarele din fig. 32 se cunosc: $\beta_1 = 20$, $\beta_2 = 50$, $V_{BE1} = 0{,}6V$, $V_{BE2} = -0{,}6V$. În plus, sunt cunoscute $V_{CC} = 18V$, $R_B = 2$ MΩ, $R_{C1} = 3K\Omega$, $R_{C2} = 0{,}5K\Omega$, $R_E = 1K\Omega$. Să se determine punctul static de funcționare.

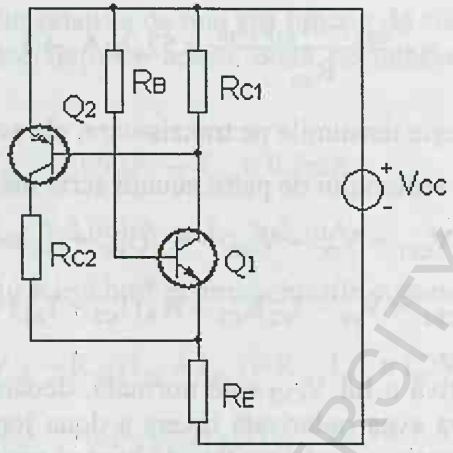

Fig. 32

Rezolvare

Avem patru ochiuri independente pentru care scriem legile lui Kirchhoff:

$$V_{EB2} = R_{C1}(I_{C1} + I_{B2})$$

$$V_{CC} = R_B I_{B1} + V_{BE1} + R_E (I_{E1} + I_{C2})$$

$$V_{CC} = V_{EB2} + V_{CE1} + R_E (I_{C2} + I_{E1})$$

$$V_{CC} = V_{CE2} + I_{C2} R_{C2} + R_E (I_{C2} + I_{E1})$$

Folosind în plus relaţiile:

$$I_C = \beta I_B \text{ şi } I_E = (\beta + 1) I_B$$

observăm că din primele două relaţii obţinem un sistem cu două necunoscute I_{B1} şi I_{B2} :

$$V_{EB2} = R_{C1}(\beta_1 I_{B1} + I_{B2})$$

$$V_{CC} = R_B I_{B1} + V_{BE1} + R_E \left(I_{B1}(\beta_1 + 1) + \beta_2 I_{B2}\right)$$

Rezolvând sistemul se obţine:

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - R_E \beta_2 V_{EB2} / R_{C1}}{R_B + R_E(\beta_1 + 1) - R_E \beta_1 \beta_2} = 7{,}39\mu A \rightarrow I_{C1} = 0.1478 mA$$

BCU IASI - CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$I_{B2} = \frac{V_{EB2} - R_{C1}\beta_1 I_{B1}}{R_{C1}} = 52{,}2\mu A \rightarrow I_{C2} = 2{,}61mA$$

În ceea ce priveşte tensiunile pe tranzistoare, ele se determină din ultimele două relaţii ale sistemului de patru ecuaţii scris mai înainte:

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{EB2} - R_E(I_{C2} + I_{E1}) = 14{,}64V$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - I_{C2}R_{C2} - R_E(I_{C2} + I_{E1}) = -13{,}94V$$

Valoarea negativă a lui V_{CE2} este normală, deoarece tranzistorul Q_2 este PNP şi pentru a avea polarizată invers a doua joncţiune trebuie să avem un potenţial negativ pe colector faţă de bază şi emitor.

33. În montajul din fig. 33 parametrii β ai celor doi tranzistori sunt 300, $V_{BE1} = 0{,}4V$, $V_{BE1} = 0{,}65V$, $V_{CC} = 9V$, $R_{C1} = 15K\Omega$, $R_{C2} = 2{,}2K\Omega$, $R = 50K\Omega$, $R_{E1} = 0{,}6K\Omega$, $R_{E2} = 0{,}3K\Omega$.

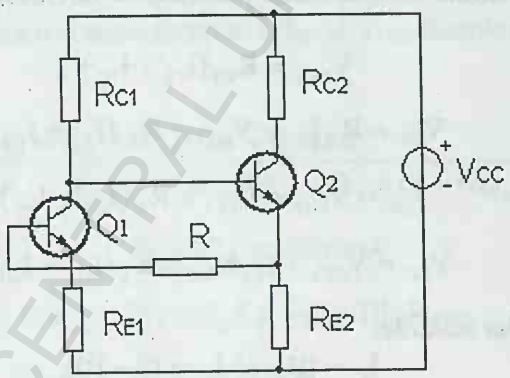

Fig. 33

Rezolvare

Se scriu legile lui Kirchhoff pentru ochiurile ce cuprind joncţiunile bază-emitor :

$$V_{CC} = R_{C1}(I_{C1} + I_{B2}) + V_{BE2} + R_{E2}(I_{E2} + I_{B1})$$

$$R_{E2}(I_{E2} - I_{B1}) = RI_{B1} + V_{BE1} + R_{E1}I_{E1}$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Înlocuind toţi curenţii din relaţiile de mai sus funcţie de curenţii I_{B1} şi I_{B2}, se obţine un sistem de ecuaţii cu aceste două necunoscute. Rezolvând sistemul rezultă:

$$I_{B1} \cong 1{,}66\mu A \rightarrow I_{C1} \cong 0{,}5mA$$

$$I_{B2} \cong 8{,}66\mu A \rightarrow I_{C1} \cong 2{,}mA$$

Scriind legea a doua a lui Kirchhoff pentru ochiurile colector-emitor vom obţine:

$$V_{CE1} = V_{CC} - R_{C1}(I_{C1} + I_{B2}) - R_{E1} I_{E1} \cong 1{,}2V$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - R_{C2} I_{C2} - R_{E2}(I_{E2} - I_{B1}) \cong 2{,}5V$$

34. În montajul din fig. 34 avem doi tranzistori identici cu parametrii: $\beta = 100$, $V_{BE} = 0{,}6V$, $I_{CE0} = 0$. În plus, sunt cunoscute $V_{CC} = 20V$, $R_{B1} = 20\ K\Omega$, $R_{B2} = 80\ K\Omega$, $R_{B3} = 40\ K\Omega$, $R_{B4} = 40\ K\Omega$, $R_C = 2K\Omega$, $R_E = 1K\Omega$. Să se afle punctul static de funcţionare.

Rezolvare

Aplicând teorema Thevenin între punctele AC şi respectiv BC vom obţine schema echivalentă din fig. 34R, unde

$$R_{BB1} = \frac{R_{B3} R_{B4}}{R_{B3} + R_{B4}} = 20K\Omega,$$

$$V_{B1} = \frac{R_{B3} V_{CC}}{R_{B3} + R_{B4}} = 10V$$

$$R_{BB2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 16K\Omega,$$

$$V_{B2} = \frac{R_{B1} V_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} = 4V$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

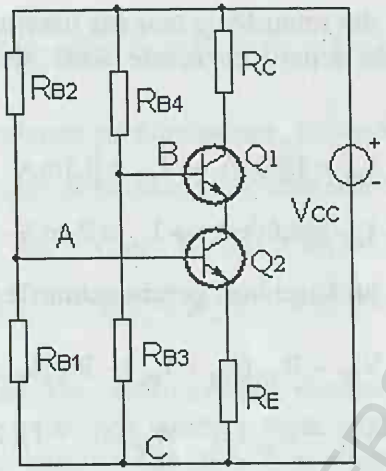

Fig. 34

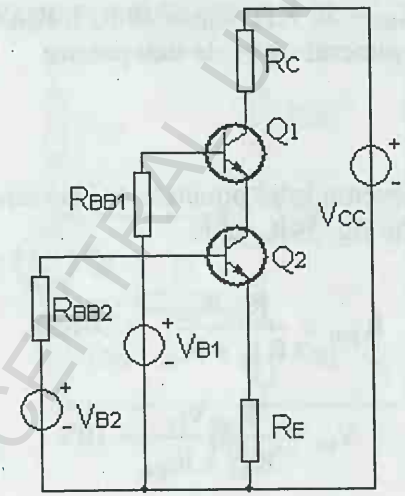

Fig. 34R

Se scriu legile lui Kirchhoff pentru cele trei ochiuri:

$$V_{CC} = I_{C1}R_C + V_{CE1} + V_{CE2} + I_{E2}R_E$$

$$V_{B2} = I_{B2}R_{BB2} + V_{BE2} + I_{E2}R_E$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$V_{B1} = I_{B1}R_{BB1} + V_{BE1} + V_{CE2} + I_{E2}R_E$$

Din relația scrisă pentru al doilea ochi se observă că se poate determina I_{B2}.

$$I_{B2} = \frac{V_{B2} - V_{BE2}}{R_{BB2} + R_E(\beta + 1)} = 29\mu A \rightarrow I_{C2} = 2{,}9mA$$

În plus, se observă că $I_{C2} = I_{E1}$ de unde rezultă că :

$$I_{B1} = I_{B2}\frac{\beta}{\beta + 1} = 28{,}7\mu A \rightarrow I_{C1} = 2{,}87mA\,.$$

Din relația pentru ultimul ochi se află V_{CE2}:

$$V_{CE2} = V_{B1} - I_{B1}R_{BB1} - V_{BE1} - (\beta + 1)I_{B2}R_E = 5.897V$$

Din relația pentru primul ochi se obține:

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{CE2} - I_{C1}R_C - (\beta + 1)I_{B2}R_E = 5{,}43V$$

35. Cei doi tranzistori din fig. 35 sunt identici şi au parametrii: β = 200, V_{BE} = 0,6V, I_{CE0} = 0. În plus, se cunosc V_{CC} = 20V, R_B = 1,8MΩ, R_{C1} = 2 KΩ, R_{C2} =0,5 KΩ, R_{E1} = 1 KΩ, R_{E2} = 1KΩ. Să se afle punctul static de funcționare.

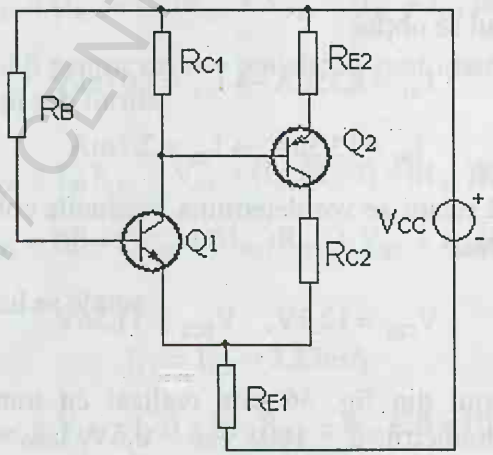

Fig. 35

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

Circuitul din fig. 35 este unul din circuitele de polarizare ale unui amplificator cu două etaje de amplificare, primul cu un tranzistor NPN şi al doilea cu un tranzistor PNP polarizate de aceeaşi sursă.

Se scriu ecuaţiile lui Kirchhoff pentru următoarele ochiuri: ochiul care cuprinde sursa V_{CC} şi joncţiunea B-E a lui Q_1, ochiul format din rezistenţele R_{C1}, R_{E2} şi joncţiunea B-E a lui Q_2 şi ochiurile ce cuprind sursa V_{CC} şi tensiunile V_{CE} ale celor doi tranzistori.

$$V_{CC} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + (I_{E1} + I_{C2})R_{E1}$$

$$I_{E2}R_{E2} + V_{BE2} = (I_{C1} + I_{B2})R_{C1}$$

$$V_{CC} = I_{E2}R_{E2} + V_{EC2} + I_{C2}R_{C2} + (I_{E1} + I_{C2})R_{E1}$$

$$V_{CC} = (I_{C1} + I_{B2})R_{C1} + V_{CE1} + (I_{E1} + I_{C2})R_{E1}$$

Se observă că în primele două relaţii toţi curenţii pot fi exprimaţi funcţie de I_{B1} şi I_{B2}, obţinându-se astfel un sistem de două ecuaţii :

$$V_{CC} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + ((\beta+1)I_{B1} + \beta I_{B2})R_{E1}$$

$$(\beta+1)I_{B2}R_{E2} + V_{BE2} = (\beta I_{B1} + I_{B2})R_{C1}$$

Rezolvând sistemul se obţine:

$$I_{B1} = 8{,}35\mu A \rightarrow I_{C1} = 1{,}67mA$$

$$I_{B1} = 13{,}5\mu A \rightarrow I_{C1} = 2{,}7mA$$

Din ultimele două relaţii se vor determina tensiunile colector-emitor pentru cei doi tranzistori:

$$V_{CE1} = 12{,}3V, \quad V_{EC2} = 11{,}56V$$

36. Montajul din fig. 36 este realizat cu tranzistoare complementare având parametrii: $\beta = 100$, $V_{BE} = 0{,}6V$, $I_{CE0} = 0$. Tensiunea de alimentare V_{CC} este de 20V, iar rezistenţele au următoarele valori: $R_{B1} = 400K\Omega$, $R_{B2} = 300K\Omega$, $R_{E1} = 1\ K\Omega$, $R_{E2} = 1\ K\Omega$.

BU IASI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Să se determine punctele statice de funcţionare ale celor două tranzistoare.

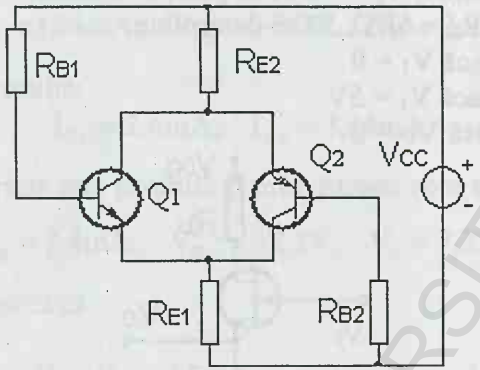

Fig. 36

Rezolvare

Se observă că tensiunea colector-emitor a primului tranzistor este egală cu tensiunea emitor-colector a celui de-al doilea. Din legile lui Kirchhoff pentru cele trei ochiuri independente se obţine:

$$V_{CC} = I_{B1}R_{B1} + V_{BE} + (I_{E1} + I_{C2})R_{E1}$$

$$V_{CC} = (I_{E2} + I_{C1})R_{E2} + V_{EB} + I_{B2}R_{B2}$$

$$V_{CC} = (I_{E2} + I_{C1})R_{E2} + V_{CE1} + (I_{E1} + I_{C2})R_{E1}$$

Întrucât parametrii β pentru cei doi tranzistori sunt identici, se pot rescrie primele două relaţii sub forma:

$$V_{CC} = I_{B1}R_{B1} + V_{BE} + (I_{B1}(\beta+1) + \beta I_{B2})R_{E1}$$

$$V_{CC} = ((\beta+1)I_{B2} + \beta I_{B1})R_{E2} + V_{BE} + I_{B2}R_{B2}$$

Rezolvând sistemul se obţine:

$$I_{C1} = I_{C2} = 3{,}22\text{mA}$$

iar: $$V_{CE} = V_{CC} - (2\beta+1)I_B R_{E2} - R_{E1}(2\beta+1)I_B \cong 7\text{V}$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

37. În montajul din fig. 37 tranzistorul TECJ are următorii parametrii: $I_{DSS} = 6mA$, $V_P = -6V$. În plus, se cunosc: $V_{DD} = 24V$, $-Vss = -12V$, $R_S = 8K\Omega$, $R_D = 6K\Omega$. Să se determine:

a) Tensiunea Vo dacă $V_1 = 0$

b) Tensiunea Vo dacă $V_1 = 5V$

c) Tensiunea V_1 dacă $Vo = 0$

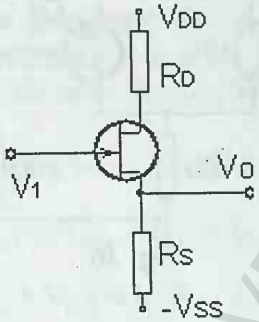

Fig. 37

Rezolvare

Pentru circuitul de mai sus se pot scrie relațiile:

$$V_1 = V_{GS} + V_O$$
$$V_O = I_D R_S - V_{SS}$$

În plus, se știe că :

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2$$

Din primele două relații se obține:

$$V_{GS} = V_1 + V_{SS} - I_D R_S$$

Se introduce V_{GS} astfel obținut în a treia relație, obținându-se o ecuație de gradul doi cu o singură necunoscută:

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_1 + V_{SS} - I_D R_S / V_P)^2$$

a) Punând condiția $V_1 = 0$ în ultima relație, se găsesc două soluții, din care doar prima este corectă, deoarece a doua ar da o tensiune totală pe

BU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

rezistenţe de peste 36V, cât dau cele două surse. Prin urmare, soluţia corectă este :

$$I_D = 1{,}84\text{mA}, \quad V_{GS} = -2{,}7\text{V}, \quad V_0 = 2{,}7\text{V}$$

b) Dacă $V_1 = 5\text{V}$ rezultă:

$$I_{D1} = 2{,}4\text{mA}, \quad I_{D2} = 3{,}44\text{mA}$$

dintre care doar prima este posibilă şi prin urmare vom avea:

$$I_D = 2{,}4\text{mA}, \quad V_{GS} = -2{,}2\text{V}, \quad V_0 = 7{,}2\text{V}$$

c) Dacă $V_0 = 0$ rezultă că:

$$I_D = V_{SS} / R_S = 1{,}5\text{mA}, \text{ iar } V_1 = V_{GS} = 3\text{V}.$$

38. Se consideră montajul de polarizare, din fig. 38, a unui tranzistor TECJ având următorii parametrii: $I_{DSS} = 6\text{mA}$, $V_P = -4\text{V}$. Tensiunea de alimentare este $V_{DD} = 30\text{V}$, $R_G = 1\text{M}\Omega$ şi se doreşte obţinerea unui punct de funcţionare cu $I_D = 3\text{mA}$ şi $V_{DS} = 10\text{V}$. Să se calculeze rezistenţele R_S şi R_D care permit obţinerea acestui punct de funcţionare.

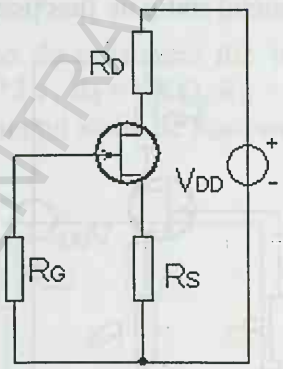

Fig. 38

Rezolvare

Pentru acest montaj de polarizare se pot scrie relaţiile:

$$I_G R_G = V_{GS} + I_S R_S$$

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_S R_S$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Întrucât la TECJ joncțiunea grilă-canal este polarizată invers:

$$I_G = 0 \rightarrow I_D = I_S$$

Iar relațiile de mai sus devin:

$$V_{GS} = -I_D R_S$$

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_D R_S$$

În plus există relația:

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2$$

Se obține: $V_{GS} = V_P(1 - \sqrt{I_D / I_{DSS}}) = -1{,}17V$

Din prima relație se poate scrie: $R_S = V_{GS}/I_D = 390\Omega$, iar din cea de a doua :

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS} - I_D R_S}{I_D} = 6{,}28K\Omega$$

39. Pentru montajul din fig. 39 se cunosc: $I_{DSS} = 9mA$, $V_P = -3V$, $V_{DD} = 12V$, $R_S = 1K\Omega$, $R_D = 3K\Omega$, $R_G = 1M\Omega$.

Să se determine punctul static de funcționare.

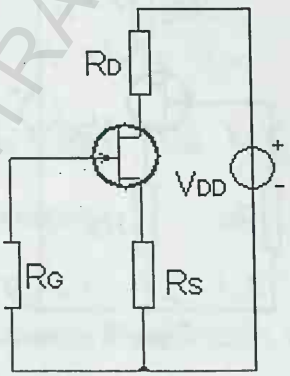

Fig. 39

Rezolvare

Pentru montajul din fig.39 se pot scrie relațiile:

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_D R_S$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2$$

$$V_{GS} = -I_S R_S$$

Introducând V_{GS} din ultima relație în cea de-a doua se obține o ecuație de gradul doi cu o singură necunoscută:

$$I_D = I_{DSS}(1 - I_S R_S/V_P)^2$$

Rezolvând ultima relație se găsesc două soluții pentru curentul de drenă:

$$I_{D1} = 1{,}7\text{mA şi } I_{D2} = 5{,}3\text{mA}$$

Dintre acestea doar prima este corectă deoarece a doua soluție ar da pe rezistențele R_S şi R_D o tensiune de 21,2V, ceea ce este imposibil deoarece tensiunea dată de sursă e de 12V.

În ceea ce privește tensiunile de pe tranzistor, acestea se determină din primele două relații:

$$V_{GS} = -1{,}7\text{V}, \qquad V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S = 5{,}2\text{V}$$

40. Se dă schema de polarizare din fig. 40. Se cunosc: I_{DSS} = 9mA, V_P = – 3V, V_{DD} = 12V, R_S = 1KΩ, R_D = 1KΩ, R_{G1} = 1MΩ, R_{G2} = 3MΩ . Să se determine punctul static de funcționare al tranzistorului.

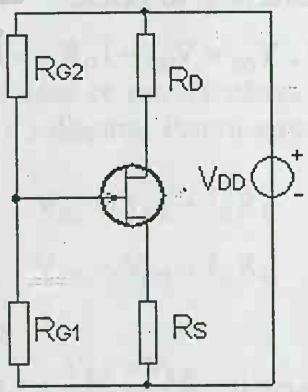

Fig. 40

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

Pentru circuitul de mai sus se pot scrie următoarele legi ale lui Kirchhoff:

$$V_{DD} = I(R_{G1} + R_{G2})$$

$$IR_{G1} = V_{GS} + I_D R_S$$

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_D R_S$$

În plus, se poate scrie relația:

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS} / V_P)^2$$

Din primele două expresii se obține:

$$V_{GS} = \frac{V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} R_{G1} - I_D R_S$$

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{DD}}{(R_{G1} + R_{G2})V_P} R_{G1} - \frac{I_D R_S}{V_P}\right)^2$$

Rezolvând ecuația de gradul doi de mai sus se găsesc soluțiile:

$$I_{D1} = 4\text{mA} \text{ şi } I_{D2} = 9\text{mA}$$

Doar prima soluție este corectă, şi se găsesc:

$$V_{GS} = -2\text{V}, \; V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S = 4\text{V}$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Capitolul 4

Amplificatoare cu tranzistoare

41. În montajul din fig. 41 se prezintă un etaj de amplificare în montaj bază comună realizat cu un tranzistor cu siliciu având parametrii: $V_{BE} = 0{,}6V$, $I_{CB0} = 0$, $h_{21b} = \alpha \approx 1$, $h_{11b} = 30\Omega$, $h_{12b} = 0$, $1/h_{22b} = 0$. $V_{CC} = 24V$, $V_{EE} = 6$, $R_S = 4K\Omega$, $R_E = 6K\Omega$, $R_C = 12K\Omega$, iar valorile reactanțelor din circuit se pot neglija la frecvența de lucru.

Să se determine:

a) Punctul static de funcționare a tranzistorului.

b) Schema echivalentă de semnal mic a amplificatorului

c) Coeficientul de amplificare în tensiune.

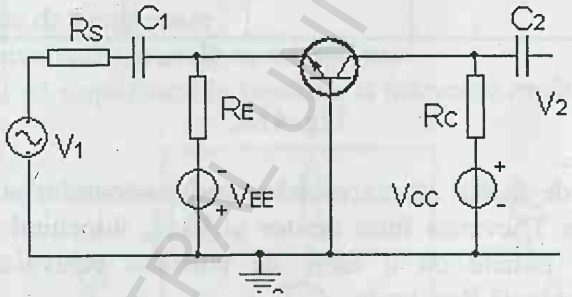

Fig. 41

Rezolvare

a) În curent continuu, tot ceea ce este în stânga condensatorului C_1 şi în dreapta condensatorului C_2 dispare. Pentru circuitul care rămâne se pot scrie relațiile:

$$V_{EE} = V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{CC} = V_{CB} + I_C R_C$$

Din prima relație obținem

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = 0{,}9mA$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Întrucât $\alpha \approx 1$, vom avea $I_C = I_E = 0{,}9\text{mA}$,

iar $$V_{CB} = V_{CC} - I_C R_C = 13{,}2\text{V}$$

b) Folosind modelul parametrilor hibrizi h pentru un tranzistor bipolar în montaj bază comună se obține următoarea schemă echivalentă de semnal mic:

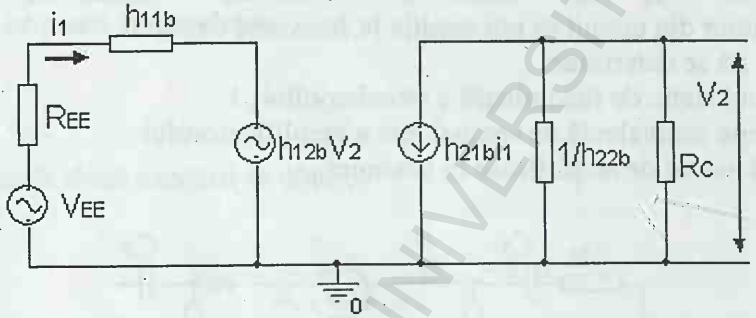

Fig. 41R

S-a ținut cont de faptul că reactanțele condensatoarelor sunt zero şi s-a aplicat teorema Thevenin între emitor şi bază, înlocuind tot ce este în stânga acestor puncte cu o sursă de tensiune echivalentă V_{EE} şi o rezistență echivalentă R_{EE}, unde:

$$R_{EE} = \frac{R_S R_E}{R_S + R_E} = 2{,}4\text{K}\Omega$$

$$V_{EE} = \frac{V_1 R_E}{R_S + R_E} = 3{,}6\text{V}$$

c) Coeficientul de amplificare în tensiune este:

$$A_U = V_2 / V_1 .$$

Întrucât $1/h_{22b} = 0$ avem:

$$V_2 = \alpha i_1 R_C$$

iar

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$V_{EE} = i_1(R_{EE} + h_{11b}) = \frac{V_1 R_E}{R_S + R_E},$$

de unde se obține:

$$V_1 = i_1(R_{EE} + h_{11b})\frac{R_S + R_E}{R_E}$$

Împărțind V_2 la V_1 rezultă:

$$A_U = \frac{\alpha R_C R_E}{(R_{EE} + h_{11b})(R_S + R_E)} = 2{,}96$$

42. În amplificatorul din fig. 42 se cunosc: V_{CC} = 20V, R_C = 10KΩ, R_B = 1MΩ, R_S = 30 KΩ, β = 49, V_{BE} = 0,6V, R=10 KΩ, h_{11}= 1KΩ, h_{12} = 0, $1/h_{22}$=100 KΩ. La frecvența medie de lucru a amplificatorului reactanțele tuturor condensatoarelor pot fi neglijate.

Să se determine:

a) Punctul static de funcționare

b) Schema echivalentă generală de semnal mic

c) Coeficientul de amplificare în tensiune la frecvențe medii

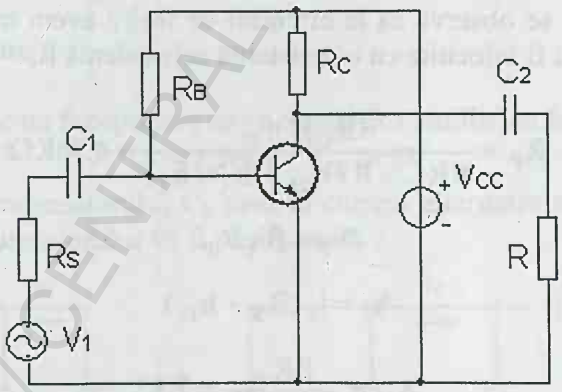

Fig. 42

Rezolvare

a) În curent continuu tot ce este în stânga condensatorului C_1 şi în dreapta lui C_2 dispare. Prin urmare, în curent continuu avem doar două ochiuri de circuit, pentru care scriem legile lui Kirchhoff:

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} \rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = 19{,}4\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 0{,}95mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10{,}5V$$

b)

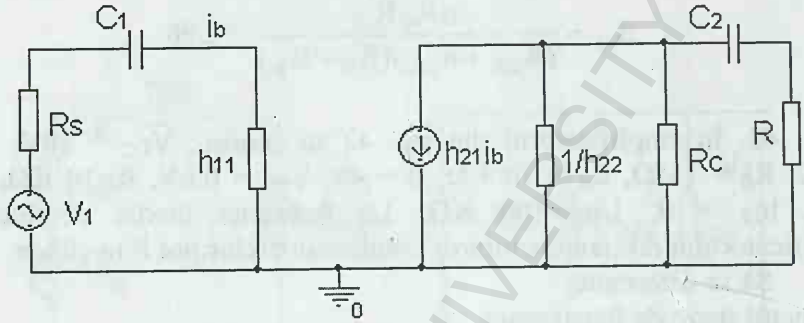

Fig. 42R

c) La frecvențe medii toate condensatoarele din fig. 42R se neglijează. În aceste condiții se observă că la circuitul de ieșire avem trei rezistențe în paralel care pot fi înlocuite cu o rezistență echivalentă R_P:

$$R_P = \frac{RR_C 1/h_{22}}{RR_C + R/h_{22} + R_C/h_{22}} \approx 4{,}76K\Omega$$

$$V_2 = \beta i_b R_P$$

$$V_1 = i_b (R_S + h_{11})$$

$$A_U = \frac{\beta R_P}{R_S + h_{11}} = 7{,}52$$

43. În amplificatorul cu tranzistor bipolar din fig. 43, tranzistorul cu siliciu are parametrii: $\beta = 100$, $V_{BE} = 0{,}6V$, $h_{11} = 5\ K\Omega$, $h_{12} = 0$, $1/h_{22} = 100\ K\Omega$. În plus, se cunosc: $V_{CC} = 12V$, $R_C = 1K\Omega$, $R_E = 0{,}25\ K\Omega$, $R_{B1} = 10\ K\Omega$, $R_{B2} = 60K\Omega$, $R = 10\ K\Omega$, iar toate condensatoarele se pot neglija la frecvența medie de lucru a amplificatorului.

Să se determine:

BCU CLUJ / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

a) Punctul static de funcționare;
b) Schema echivalentă generală de semnal mic;
c) Coeficienul de amplificare în tensiune la frecvențe medii;
d) Coeficientul de amplificare în curent definit sub forma: $A_i = i_c / i_b$ la frecvențe medii.

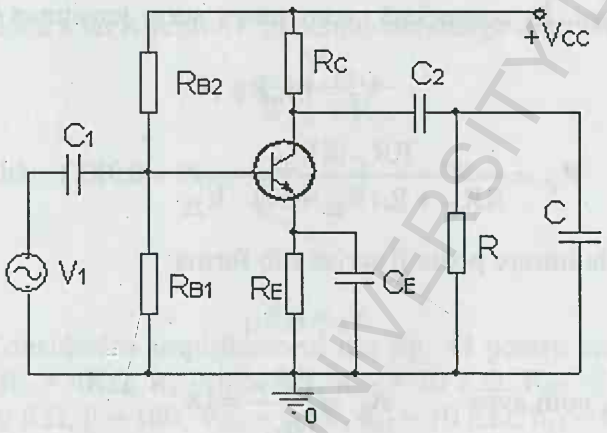

Fig. 43

Rezolvare

a) Punctul static de funcționare se va determina similar ca la problema 28.

$$I_C \approx 3{,}3mA\,,\ V_{CE} \approx 9V$$

b) Datorită condensatorului C_E care în current alternativ scurtcircuitează R_E, emitorul tranzistorului va fi pus la masă.

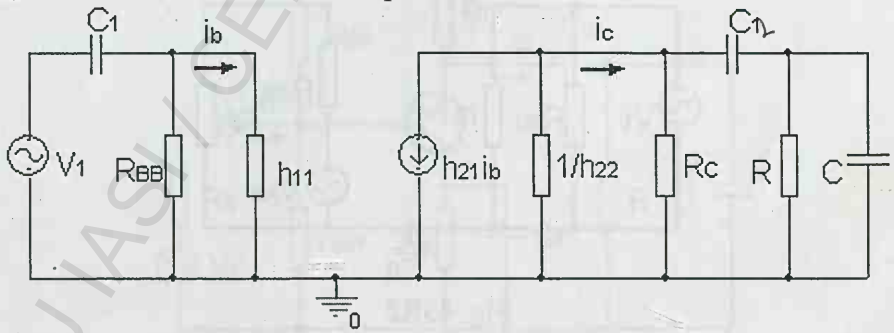

Fig. 43R1

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezistența $$R_{BB} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 8{,}57K\Omega$$

c) La frecvențe medii toate condensatoarele se vor putea neglija, iar atunci în cirvuitul de intrare vom mai avea doar o susă de tensiune şi două rezistențe în paralel, iar la ieşire vom avea trei rezistențe în paralel şi o sursă de curent. În consecință, vom putea scrie tensiunea la ieşire sub forma:

$$V_2 = \beta i_b R_P$$

unde $$R_P = \frac{RR_C 1/h_{22}}{RR_C + R/h_{22} + R_C/h_{22}} = 0{,}9K\Omega$$

iar tensiunea la intrare poate fi scrisă sub forma:

$$V_1 = i_b h_{11}$$

În consecință, vom avea: $$A_U = \frac{\beta R_P}{h_{11}} = 18$$

d) Pentru a afla coeficientul de amplificare în curent vom aplica teorema Thevenin pentru a înlocui sursa de curent din circuitul de ieşire şi impedanța $1/h_{22}$ cu o sursă de tensiune echivalentă U_{AB} şi o rezistență echivalentă R_{AB}. În plus, vom înlocui rezistențele R_C şi R cu o rezistență echivalentă R_{P1} şi vom obține următoarea schemă echivalentă:

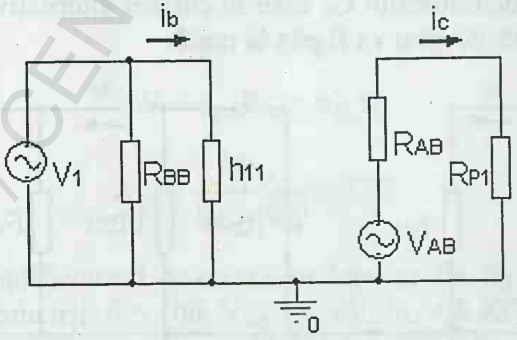

Fig. 43R2

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

În figura precedentă avem:

$$V_{AB} = \beta i_b / h_{22}, \qquad R_{AB} = 1/h_{22},$$

iar
$$R_{P1} = \frac{RR_C}{R + R_C} = 0{,}909K\Omega$$

Din legea a doua a lui Kirchhoff în ochiul din stânga obținem:

$$i_c = \frac{V_{AB}}{R_{AB} + R_{P1}},$$

de unde rezultă:
$$A_i = \frac{\beta}{(1 + h_{22}R_{P1})} = 99$$

44. Considerăm amplificatorul din fig. 44 pentru care se cunosc: $V_{CC} = 24V$, $R_C = 4K\Omega$, $R_E = 0{,}5\ K\Omega$, $R_{B1} = 30\ K\Omega$, $R_{B2} = 180K\Omega$, $R_S = 10K\Omega$, $R=10\ K\Omega$, $\beta = 100$, $V_{BE} = 0{,}6V$, $h_{11} = 10\ K\Omega$, $h_{12} = 0$, $1/h_{22} = 100\ K\Omega$.

Să se determine:

a) Punctul static de funcționare,

b) Schema echivalentă generală de semnal mic,

c) Coeficientul de amplificare în curent definit sub forma: $A_i = i_2 / i_1$ la frecvențe medii.

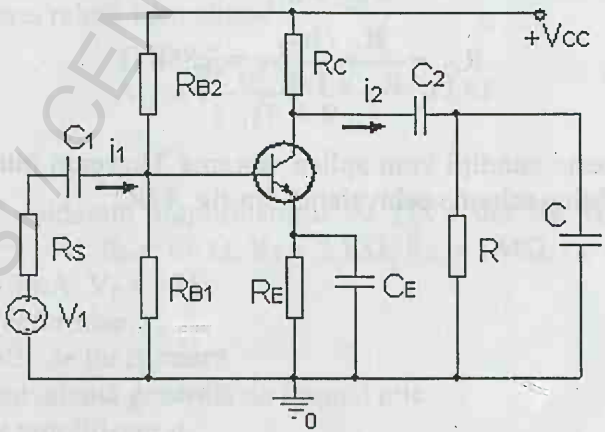

Fig. 44

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

a) $I_C \approx 1{,}46mA\,,\ V_{CE} \approx 6{,}65V$

b)

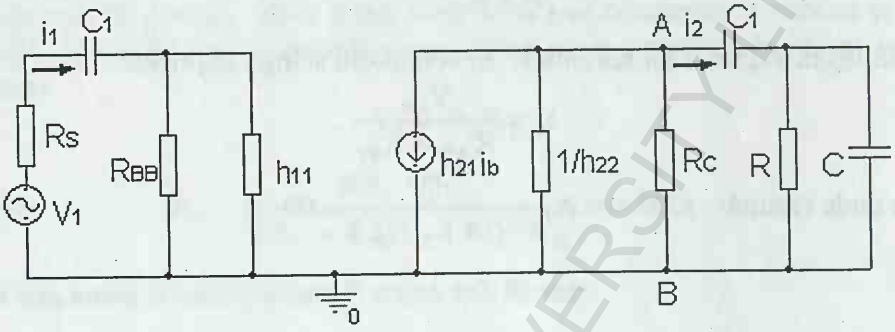

Fig. 44R1

unde : $$R_{BB} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 25{,}714K\Omega$$

c) La frecvențe medii toate condensatoarele dispar şi vom înlocui rezistențele R_{BB} şi h_{11} cu o rezistență echivalentă R_i, iar $1/h_{22}$ şi R_C cu o rezistență R_0.

$$R_i = \frac{R_{BB}h_{11}}{R_{BB} + h_{11}} \approx 7{,}2K\Omega$$

$$R_O = \frac{R_C / h_{22}}{R_C + 1/h_{11}} = 3{,}85K\Omega$$

În plus, în aceste condiții vom aplica teorema Thevenin între punctele A şi B şi vom obține schema echivalentă din fig. 44R2:

BCU IAŞI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

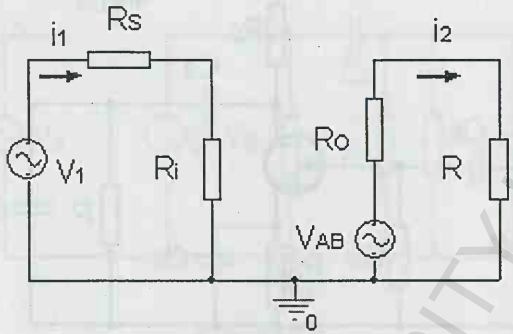

Fig. 44R2

Unde: $V_{AB} = \beta i_b R_O$.

Din legile lui Kirchhoff pentru cele două ochiuri obținem:

$$i_2 = \frac{\beta i_b R_O}{R + R_O}$$

$$i_1 = \frac{V_1}{R_S + R_i}$$

În plus avem: $V_1 = i_b h_{11}$

Din ultimele trei relații vom obține:

$$A_U = \frac{\beta R_O (R_S + R_i)}{h_{11}(R + R_O)} = 47{,}81$$

45. Considerăm amplificatorul cu TECJ din fig. 45, în care se cunosc: $V_{DD} = 16V$, $R_D = 6K\Omega$, $R_S = 2\ K\Omega$, $R_G = 1M\Omega$, $r_d = 10K\Omega$, $R = 10K\Omega$, $I_{DSS} = 9mA$, $V_P = -3V$.

Să se determine:

a) Punctul static de funcționare.
b) Schema echivalentă generală de semnal mic.
c) Factorul de amplificare μ.
d) Coeficientul de amplificare în tensiune la frecvențe medii.

BCU CLUJ / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

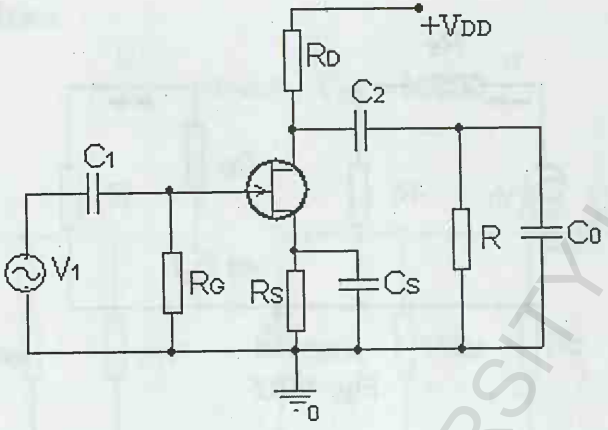

Fig. 45

Rezolvare

a) În curent continuu putem scrie relațiile relațiile:

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_D R_S$$
$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2$$
$$V_{GS} = -I_S R_S$$

Din relațiile de mai sus obținem:

$$I_D = I_{DSS}(1 - I_S R_S / V_P)^2,$$

ecuație care are soluțiile:

$$I_{D1} = 1\text{mA} \text{ și } I_{D2} = 2{,}25\text{mA}$$

Dintre acestea, corectă este prima.
Tensiunile pe tranzistor sunt date de relațiile:

$$V_{GS} = -2\text{V}, \qquad V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S = 8\text{V}$$

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

b)

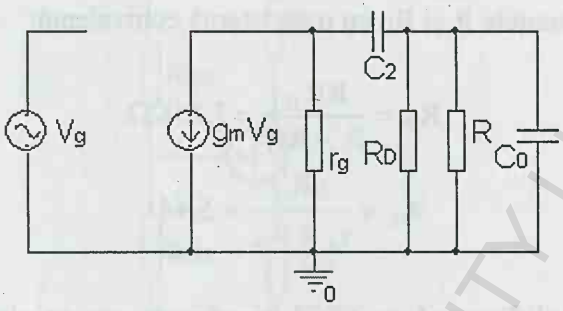

Fig. 45R1

c) Factorul de amplificare este:

$$\mu = g_m r_d, \qquad \text{unde} \qquad g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$$

Derivând a doua relație în raport cu V_{GS} se obține:

$$g_m = 2I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)\frac{1}{V_P} = 2\,\text{mA/V},$$

$$\mu = g_m r_d = 20,$$

unde am ținut cont că V_{GS} este cel calculat la punctul a.

d) Pentru determinarea coeficientului de amplificare în tensiune la frecvențe medii se folosește o schemă echivalentă celei din fig. 45R1 în care se neglijează toate condensatoarele şi se înlocuieşte sursa de curent şi rezistența echivalentă a canalului, folosind teorema Thevenin, cu o sursă de tensiune echivalentă şi o rezistență echivalentă.

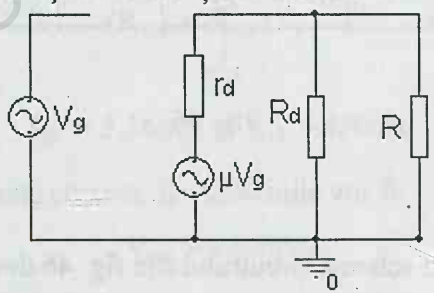

Fig. 45R2

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Înlocuind rezistențele R și R_D cu o rezistență echivalentă:

$$R_P = \frac{RR_D}{R + R_D} = 3{,}75K\Omega$$

se obține:

$$A_u = \frac{\mu R_p}{r_d + R_p} = 5{,}44$$

46. Amplificatorul cu TECJ din fig. 46 are ca element activ un tranzistor cu următorii parametrii: $r_d = 10K\Omega$, $I_{DSS} = 6mA$, $V_P = -2V$. În plus se cunosc: $V_{DD} = 24V$, $R_D = 4K\Omega$, $R_S = 2\ K\Omega$, $R_{G1} = 1M\Omega$, $R_{G2} = 3M\Omega$, $r_d = 10K\Omega$, $R = 100\ K\Omega$.

Să se determine

a) Punctul static de funcționare.

b) Schema echivalentă generală de semnal mic.

c) Coeficientul de amplificare în tensiune la frecvențe medii.

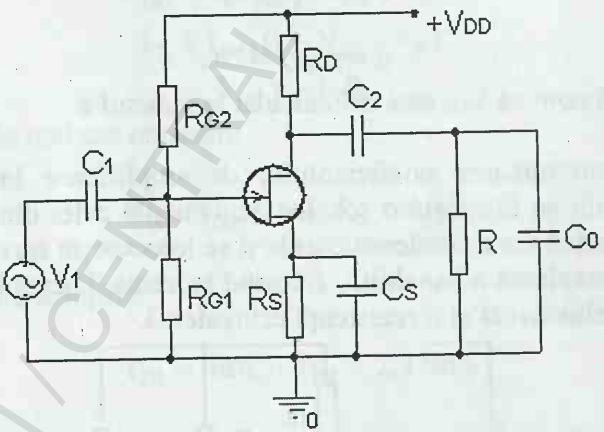

Fig. 46

Rezolvare

a) În curent continuu schema circuitului din fig. 46 devine:

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

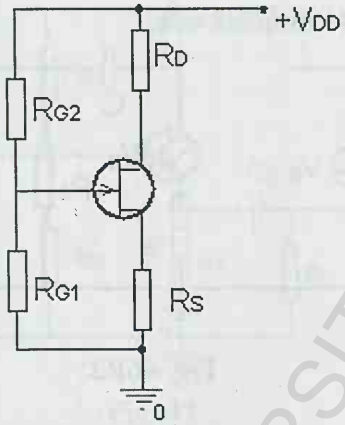

Fig. 46R1

Se pot scrie relațiile:

$$V_{DD} = I(R_{G1} + R_{G2})$$
$$IR_{G1} = V_{GS} + I_D R_S$$
$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_D R_S$$
$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2$$

Din primele două relații se obține:

$$V_{GS} = \frac{V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} R_{G1} - I_D R_S$$

Din ultimele două relații rezultă ecuația de gradul doi:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{DD}}{(R_{G1} + R_{G2})V_P} R_{G1} - \frac{I_D R_S}{V_P}\right)^2$$

care admite soluțiile:

$$I_{D1} = 3{,}26\text{mA} \text{ și } I_{D2} = 4{,}9\text{mA}$$

Doar prima soluție este corectă, iar tensiunile vor fi:

$$V_{GS} = -0{,}52\text{V},$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S = 4{,}44\text{V}$$

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

b) Schema echivalentă completă este:

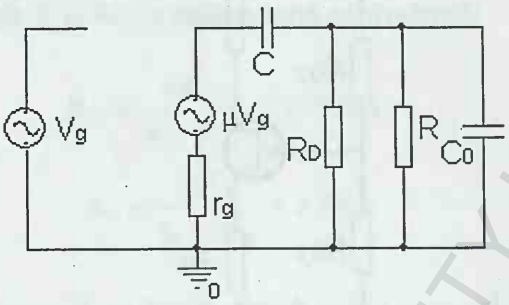

Fig. 46R2

c) Întrucât schema echivalentă de semnal mic este similară cu cea de la problema precedentă, factorul de amplificare A_u se calculează la fel:

$$g_m = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)\frac{1}{V_P} = 2{,}22\,\text{mA/V},$$

$$\mu = g_m r_d = 22{,}2,$$

$$R_P = \frac{RR_D}{R+R_D} = 3{,}85\text{K}\Omega$$

$$A_u = \frac{\mu R_p}{r_d + R_p} = 6{,}17$$

47. Pentru repetorul cu tranzistor din fig. 47 se cunosc: V_{CC} = 24V, R_E = 1,2KΩ, R_{B1} = 120 KΩ, R_{B2} = 120KΩ, R = 2,4KΩ, β = 100, V_{BE} = 0,6V, h_{11} = 1 KΩ, h_{12} = 0, $1/h_{22}$ = 10 KΩ.

Să se determine:

a) Punctul static de funcționare.
b) Schema echivalentă generală de semnal mic.
c) Coeficientul de amplificare în tensiune la frecvențe medii.
d) Impedanța de intrare și de ieșire.

BCU "CAROL I" UNIVERSITY LIBRARY

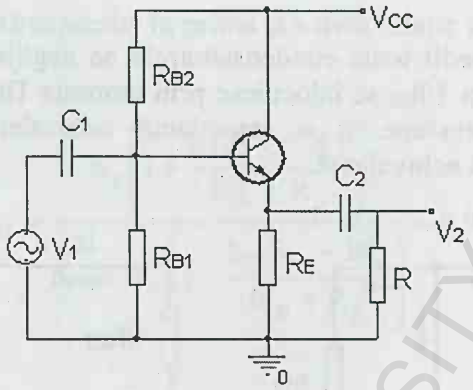

Fig. 47

Rezolvare

a) Se realizează o schemă echivalentă de curent continuu similară cu schema din fig. 28R în care rezistența R_C este zero.

$$R_{BB} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} = 60\,K\Omega\,,\quad V_{BB} = \frac{R_{B1}V_{CC}}{R_{B1}+R_{B2}} = 12V$$

$$V_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_{CC} = V_{CE} + I_E R_E$$

$$I_C = 6{,}15mA\,,\quad V_{CE} = 16{,}55V$$

b)

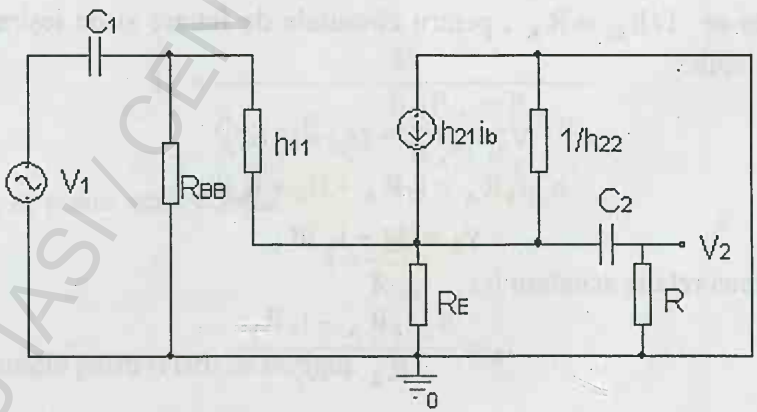

Fig. 47R1

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

c) La frecvențe medii toate condensatoarele se neglijează, iar sursa de curent şi impedanța $1/h_{22}$ se înlocuiesc prin teorema Thevenin cu o sursă echivalentă de tensiune şi o impedanță echivalentă, obținându-se următoarea schemă echivalentă.

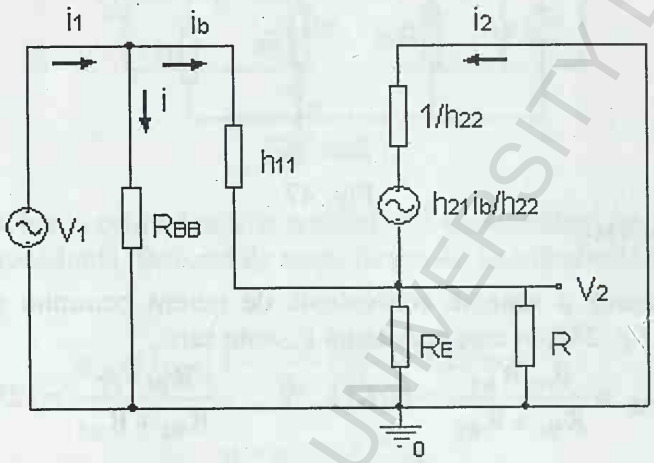

Fig. 47R2

Se înlocuiesc rezistențele R şi R_E cu o rezistență echivalentă :

$$R_p = \frac{RR_E}{R + R_E} = 800\Omega,$$

Notându-se $1/h_{22} = R_A$, pentru circuitele de intrare şi de ieşire se pot scrie relațiile:

$$V_1 = i_b h_{11} + (i_2 + i_b)R_p$$
$$h_{21} i_b R_A = i_2 R_A + (i_2 + i_b)R_p$$
$$V_2 = (i_2 + i_b)R_p$$

Din a doua relație scoatem i_2 :

$$i_2 = \frac{h_{21} i_b R_A - i_b R_p}{R_A + R_p}$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Introducând această expresie în prima şi a treia relație şi făcând raportul se obține:

$$A_U = \frac{R_p\left(1+\frac{h_{21}R_A - R_p}{R_A + R_p}\right)}{h_{11} + R_p\left(1+\frac{h_{21}R_A - R_p}{R_A + R_p}\right)} = 0{,}987$$

d) Impedanța de intrare Z_i este definită prin relația:

$$Z_i = \frac{V_1}{i_1},$$

unde i_1 este curentul prin sursa V_1.

$$i_1 = i_b + i$$

Introducând i_2 din relația a patra în prima relație se obține:

$$V_1 = i_b(h_{11} + R_p) + \frac{h_{21}i_bR_A - i_bR_p}{R_A + R_p}R_p,$$

de unde:

$$i_b = \frac{V_1}{(h_{11} + R_p) + \frac{h_{21}R_A - R_p}{R_A + R_p}R_p}$$

În plus, se poate scrie relația:

$$i = \frac{V_1}{R_{BB}}$$

Din ultimele patru relații se obține:

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$Z_i = \frac{V_1}{\dfrac{V_1}{(h_{11}+R_p)+\dfrac{h_{21}R_A - R_p}{R_A+R_p}R_p} + \dfrac{V_1}{R_{BB}}} = 33{,}5K\Omega$$

Impedanța de ieşire este: R_p=800Ω.

48. Se consideră repetorul pe sursă din fig. 48, pentru care se cunosc: $V_{DD} = 20V$, $r_d = 10K\Omega$, $I_{DSS} = 9mA$, $V_P = -3V$, $R_D = 3K\Omega$, $R_S = 1K\Omega$, $R_{G1} = 0{,}3M\Omega$, $R_{G2} = 1{,}7M\Omega$, $R = 5K\Omega$, $R_{SS} = 1K\Omega$, $\mu = 10$.

Să se determine:

a) Punctul static de funcționare.

b) Schema echivalentă de semnal mic la frecvențe medii.

c) Coeficientul de amplificare în tensiune la frecvențe medii.

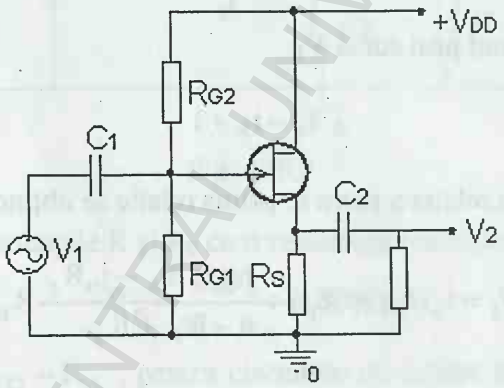

Fig. 48

Rezolvare

a) Pentru circuitul de curent continuu se pot scrie relațiile:

$$V_{DD} = I(R_{G1} + R_{G2})$$

$$IR_{G1} = V_{GS} + I_D R_S$$

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_D R_S$$

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvând acest sistem se obține:

$$I_{D1} = 4mA\,,\ V_{GS} = -1V\,,\ V_{DS} = 4V$$

b) La frecvențe medii condensatoarele se neglijează, iar

$$R_G = \frac{R_{G1}R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 255K\Omega$$

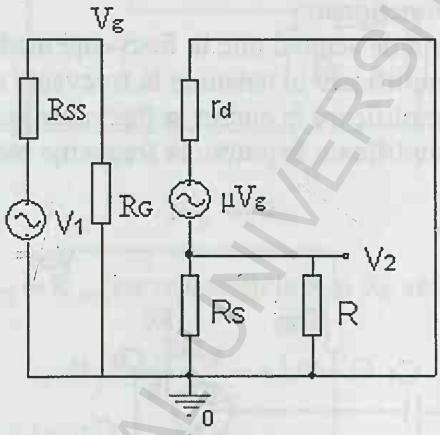

Fig. 48R

c) Înlocuind rezistențele R și R_S cu rezistența echivalentă:

$$R_P = \frac{R_S R}{R_S + R} = 833\Omega$$

$$V_2 = i_2 R_P = \frac{\mu V_g}{r_d + R_P} R_P$$

$$V_g = i_1 R_G = \frac{V_1}{R_{SS} + R_G} R_G$$

Din ultima relație rezultă:

$$V_1 = \frac{V_g (R_{SS} + R_G)}{R_G}$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$A_U = \frac{\mu R_P R_G}{(r_d + R_P)(R_{SS} + R_G)} = 0{,}766$$

49. În circuitul din fig. 49 se cunosc: $V_{CC} = 20V$, $R_E = 2K\Omega$, $R_{B1} = 27\ K\Omega$, $R_{B2} = 174K\Omega$, $R_C = 14K\Omega$, $R = 10K\Omega$, $\beta = 200$, $V_{BE} = 0{,}6V$, $h_{11} = 100\ \Omega$, $h_{12} = 0$, $1/h_{22} = 100\ K\Omega$, $R_S = 100\Omega$. La frecvențe medii toate condensatoarele se pot neglija.

Să se determine:

a) Punctul static de funcționare.
b) Schema echivalentă de semnal mic la frecvențe medii.
c) Coeficientul de amplificare în tensiune la frecvențe medii.
d) Coeficientul de amplificare în curent la frecvențe medii.
e) Coeficientul de amplificare în putere la frecvențe medii.

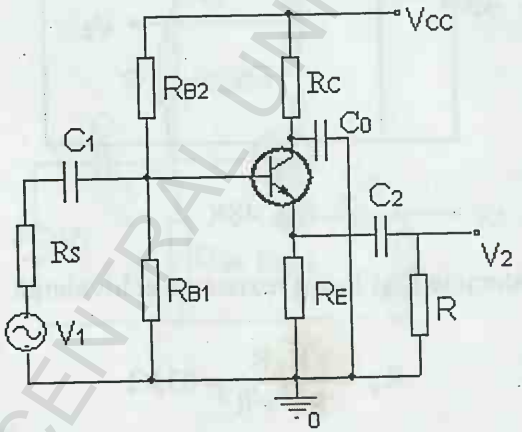

Fig. 49

Rezolvare

a) $I_C = 0{,}978A,\ V_{CE} = 4{,}34V$

b) Se obține schema chivalentă din fig. 49R

$$\text{Unde } R_{BB} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 23{,}37K\Omega$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

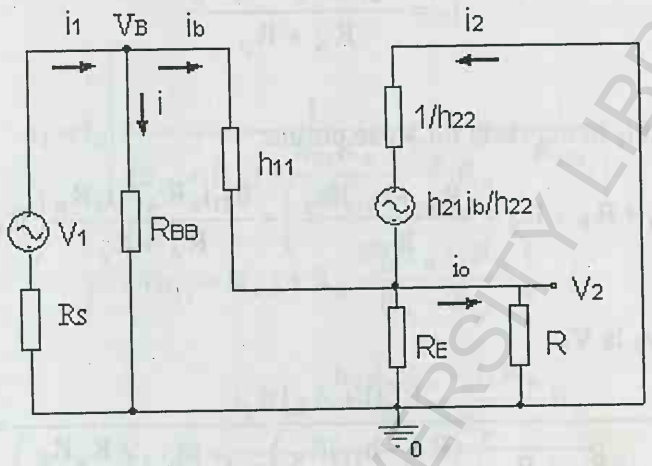

Fig. 49R

c) Se notează: $1/h_{22} = R_A$, iar rezistențele R şi R_E se înlocuiesc cu :

$$R_p = \frac{RR_E}{R + R_E} = 1{,}66K\Omega$$

În plus, se pot scrie relațiile:

$$V_B = i_b h_{11} + (i_2 + i_b)R_p$$

$$V_1 = V_B + (i_b + i)R_S$$

$$i = V_B / R_{BB}$$

$$h_{21} i_b R_A = i_2 R_A + (i_2 + i_b)R_p$$

$$V_2 = (i_2 + i_b)R_p$$

Din primele trei relații se obține:

$$V_1 = i_b h_{11} + (i_2 + i_b)R_p + i_b R_S + \frac{i_b h_{11} + (i_2 + i_b)R_p}{R_{BB}} R_S$$

Din a patra relație se află i_2 :

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$i_2 = \frac{h_{21} i_b R_A - i_b R_p}{R_A + R_p}$$

Introducând i_2 în expresia lui V_1 se obține:

$$V_1 = i_b \left(h_{11} + R_P + R_S + \frac{(R_P + h_{11}) R_S}{R_{BB}} \right) + \frac{h_{21} i_b R_A - i_b R_p}{R_A + R_p} \left(R_P + \frac{R_p R_S}{R_{BB}} \right)$$

Împărțind V_2 la V_1 :

$$A_U = \frac{R_p (1 + A_S)}{\left(h_{11} + R_P + R_S + \frac{(R_P + h_{11}) R_S}{R_{BB}} \right) + A_S \left(R_P + \frac{R_p R_S}{R_{BB}} \right)} = 0{,}9157 ,$$

unde $$A_S = \frac{h_{21} R_A - R_p}{R_A + R_p}$$

d)

$$i_1 = i_b + i$$

Introducând i_2 în prima relație se obține:

$$V_B = i_b (h_{11} + R_p) + \frac{h_{21} i_b R_A - i_b R_p}{R_A + R_p} R_p$$

De unde :

$$i_b = \frac{V_B}{(h_{11} + R_p) + \frac{h_{21} R_A - R_p}{R_A + R_p} R_p}$$

În plus:

$$i = \frac{V_B}{R_{BB}}$$

$$V_B = i_b (h_{11} + R_P) + R_p \frac{h_{21} i_b R_A - i_b R_p}{R_A + R_p}$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Din ultimele trei relații rezultă:

$$i_1 = i_b \left(\frac{1}{(h_{11} + R_p) + \frac{h_{21} R_A - R_p}{R_A + R_p} R_p} + \frac{1}{R_{BB}} \right) \cdot \left((h_{11} + R_P) + R_p \frac{h_{21} R_A - R_p}{R_A + R_p} \right)$$

$$i_o = V_2 / R = \frac{i_b R_p + \frac{h_{21} i_b R_A - i_b R_p}{R_A + R_p} R_p}{R}$$

Din raportul celor doi curenți se determină coeficientul de amplificare în curent:

$$A_i = \frac{R_p + \frac{h_{21} R_A - R_p}{R_A + R_p} R_p}{R \left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_{BB}} \right) Z} = 2{,}18,$$

unde $$Z = (h_{11} + R_P) + R_p \frac{h_{21} R_A - R_p}{R_A + R_p}$$

e) $$A_P = A_U A_i = 1{,}99$$

De remarcat că amplificarea în tensiune a repetorului este subunitară, dar amplificarea în putere este supraunitară.

50. Se consideră amplificatorul de curent constant din fig. 50, în care dioda Zener are o tensiune de deschidere la polarizare inversă U_z=6V. Cunoscându-se: E_C = 10V, R_{E1} = 1KΩ, R_{E2} = 3KΩ, I_{C1} = 2mA,

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

I_{E2} = 2mA, $\beta_1 = \beta_2 = 200$ şi curentul prin dioda Zener, I_Z = 3mA, să se determine rezistenţele: R_{C1}, R_{C2} şi R_B.

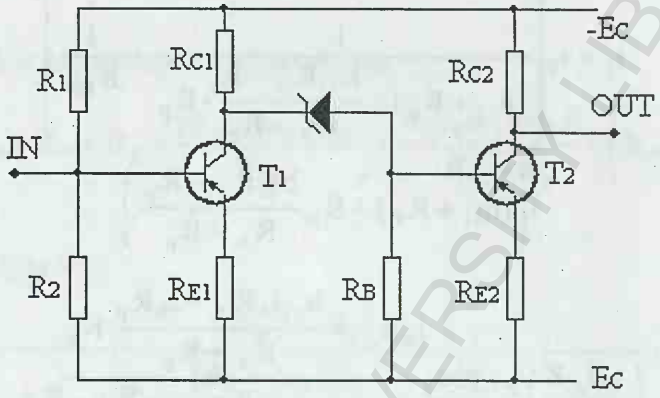

Fig. 50

Rezolvare

$$R_{C2} = \frac{E_C}{I_{C2}} = \frac{\beta_2 E_C}{(\beta_2 + 1) I_{E2}} \cong 5K\Omega$$

Tensiunea pe emitorul tranzistorului 2 este:

$$U_{E2} = E_C - I_{E2} R_{E2} = 4V,$$

iar tensiunea pe baza acestui tranzistor va fi:

$$U_{B2} = U_{E2} + 0{,}6V = 4{,}6V$$

Căderea de tensiune pe R_B este:

$$R_B (I_Z - I_{B2}) = E_C - U_{B2},$$

de unde se află: $$R_B = \frac{E_C - U_{B2}}{(I_Z - I_{B2})} = 1{,}8K\Omega$$

Tensiunea pe colectorul primului tranzistor este dată de relaţia:

$$U_{C1} = -E_C + R_{C1}(I_{C1} + I_Z) = U_{B2} - U_Z = -1{,}4V,$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

de unde: $$R_{C1} = \frac{E_C + U_{B2} - U_Z}{I_Z + I_{C1}} = 1{,}72K\Omega$$

51. Amplificatorul selectiv din fig. 51 este format din tranzistorul TECJ, cu parametrii: $\mu = 100$, $r_d = 1K\Omega$, $I_{DSS} = 9mA$, $V_P = -3V$, sursa $V_{DD} = 4{,}5V$, rezistențele $R_S = 2K\Omega$, $R_G = 1M\Omega$, bobina $L=100\mu H$, care are și rezistența $R_L = 10\Omega$ și condensatoarele $C = 10nF$, C_1, C_2, C_S, care la frecvențe medii se neglijează. Să se determine:

a) Punctul static de funcționare.
b) Schema echivalentă de semnal mic la frecvențe medii.
c) Frecvența la care amplificarea este maximă.
d) Coeficientul maxim de amplificare în tensiune.

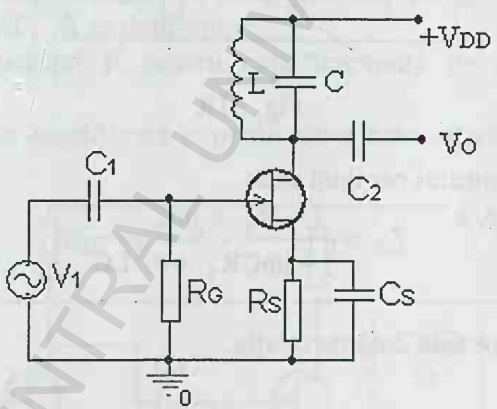

Fig. 51

Rezolvare

a)

$$V_{DD} = I_D R_L + V_{DS} + I_D R_S$$

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2$$

$$V_{GS} = -I_S R_S$$

Din relațiile de mai sus se obține:

$$I_D = I_{DSS}(1 - I_S R_S / V_P)^2,$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

ecuație care are soluțiile:

$$I_{D1} = 1\text{mA} \text{ şi } I_{D2} = 2{,}25\text{mA}$$

Dintre acestea, corectă este prima.
Tensiunile pe tranzistor sunt date de:

$$V_{GS} = -2\text{V}, \quad V_{DS} = V_{DD} - I_D R_L - I_D R_S = 2{,}49\text{V}$$

b)

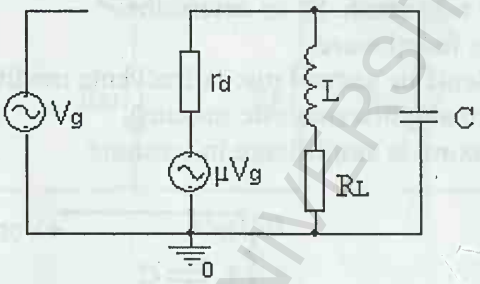

Fig. 51R

c) Impedanța circuitului oscilant este:

$$\underline{Z}_P = \frac{R_L + j\omega L}{1 - j\omega C R_L + \omega^2 LC}$$

Tensiunea de ieşire este dată de relația:

$$\underline{V}_O = \frac{-\mu \underline{V}_g \underline{Z}_P}{\underline{Z}_p + r_d},$$

iar amplificarea

$$A_U = \frac{-\mu \underline{Z}_P}{\underline{Z}_p + r_d}$$

Amplificarea este maximă la frecvența la care impedanța circuitului oscilant este maximă, deci la rezonanță. Impedanța circuitului oscilant poate fi pusă sub forma:

$$\underline{Z}_P = \frac{R_L(1+\omega^2 LC) + \omega^2 LCR_L}{(1+\omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R_L^2} + \frac{j(\omega L + \omega^3 L^2 C + R_L^2 \omega C)}{(1+\omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R_L^2}$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Punând condiția de anulare a părții imaginare se obține:

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L - R_L^2 C}{L^2 C}} = 1{,}57\text{MHz}$$

d) La rezonanță impedanța circuitului paralel este:

$$Z_{PR} = \frac{R_L^2 + \omega^2 L^2}{R_L} = 97320\Omega$$

$$A_{U\,Max} = \frac{-\mu \underline{Z}_{PR}}{\underline{Z}_{pR} + r_d} = 98{,}98$$

52. Se consideră circuitul de oscilator cu punte Wien din fig. 52. Știind că cele două tranzistoare sunt identice, iar r_d=10KΩ, R_d=1KΩ, R_G=1MΩ C=100nF, să se determine:

a) Valoarea rezistenței R pentru care frecvența de oscilație este de 100KHz

b) Coeficientul de amplificare μ pentru care este satisfăcută condiția de amplitudine.

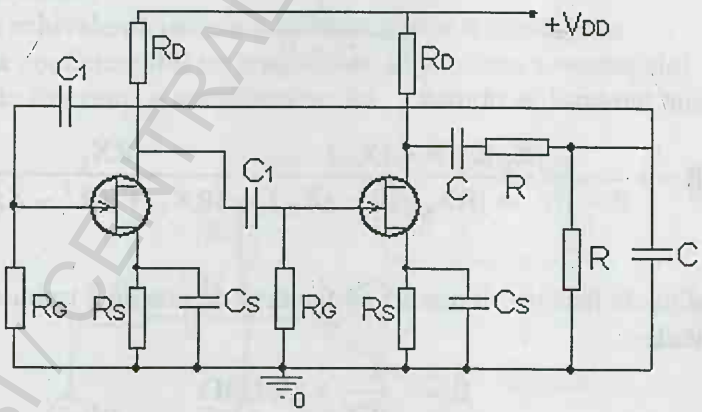

Fig. 52

Rezolvare

a) Amplificarea unui amplificator cu TECJ este :

$$A_0 = -\frac{\mu \underline{Z}_O}{r_d + \underline{Z}_O}$$ unde Z_O este impedanța de ieşire.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Pentru primul etaj de amplificare impedanța de ieşire este:

$$\underline{Z}_{01} = \frac{R_G R_D}{R_G + R_D} = 9{,}9K\Omega$$

Pentru al doilea etaj de amplificare:

$$\underline{Z}_{02} = \underline{Z}_P + \underline{Z}_S$$

Coeficientul total de amplificare este:

$$A = \frac{\mu^2 Z_{O1} \underline{Z}_{O2}}{(r_d + Z_{O1})(r_d + \underline{Z}_{O2})}$$

unde $\underline{Z}_P = \dfrac{R\underline{X}_C}{R + \underline{X}_C}$, iar $\underline{Z}_S = R + \underline{X}_C$

Coeficientul de reacție notat cu β este :

$$\underline{\beta} = \frac{\underline{Z}_P}{\underline{Z}_P + \underline{Z}_S}$$

Explicitând termenii se obține:

$$\underline{\beta} = -\frac{-jX_C R/(R - jX_C)}{R - jX_C - jRX_C/(R - jX_C)} = \frac{RX_C}{3RX_C + j(R^2 - X_C^2)}$$

Din condiția de fază $\varphi = 0$ rezultă că factorul de reacție β trebuie să fie real, de unde:

$$R = \frac{1}{2\pi Cf} = 15{,}924\Omega$$

b) Având condiția de fază satisfăcută, coeficientul de reacție va fi: β=1/3. Condiția de amplitudine este:

$$A \cdot \beta = 1,$$

de unde se rezultă că: $\dfrac{\mu^2 Z_{O1} \underline{Z}_{O2}}{(r_d + Z_{O1})(r_d + \underline{Z}_{O2})} = 3$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Folosind valoarea lui R obținută la punctul a) rezultă:

$$Z_P = 0{,}06258\Omega\,, \qquad Z_S = 15{,}987\Omega$$

$$\mu = \sqrt{\frac{3(r_d + Z_{O1})(r_d + Z_{O2})}{Z_{O1}Z_{O2}}} = 8{,}36$$

53. În etajul de amplificare din fig. 53 se folosește un TECMOS cu canal indus de tip n, având tensiunea de prag $V_P = 1V$, și un curent $I_{DS1} = 10mA$ la o tensiune $V_{GS1} = 5V$. Se cunosc, de asemenea: $r_d = 28{,}5K\Omega$, $g_m = 3{,}6mA/V$, capacitățile de intrare și de ieșire ale tranzistorului, $C_i = 66{,}75$ pF și respectiv $C_0 = 23{,}3$ pF, $R_1 = 400K\Omega$, $R_D = 1\ K\Omega$, $R_S = 80\ K\Omega$, $V_{GS2} = 3V$, $V_{DS2} = 9V$, $V_{DD} = 15V$. Condensatoarele C_1 și C_2 au rol de separație și pot fi neglijate în schema echivalentă de semnal mic. Să se determine:

a) Valorile rezistențelor R_2 și R_S care permit obținerea punctului de funcționare cerut.

b) Schema echivalentă generală de semnal mic a montajului.

c) Expresia coeficientului de amplificare în tensiune a montajului.

d) Banda de frecvență a amplificatorului.

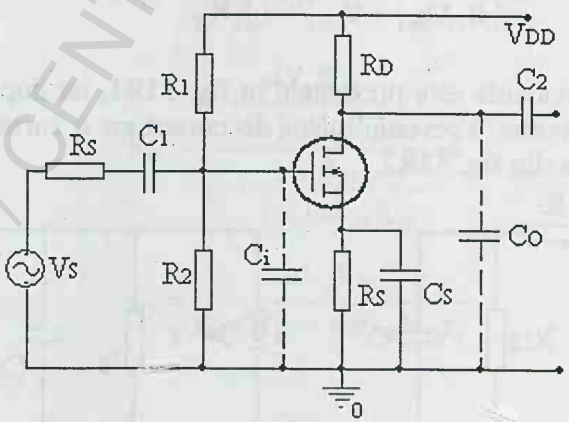

Fig. 53

Rezolvare

a) În curent continuu se pot scrie relațiile:

BCU IASI / CENTRUL UNIVERSITAR LIBRARY

$$\frac{R_2}{R_1+R_2}V_{DD} = V_{GS2} + I_{D2}R_S$$

$$V_{DD} = I_{D2}R_D + V_{DS2} + I_{D2}R_S$$

$$I_{D2} = I_{DSS}\left(\frac{V_{GS2}}{V_P} - 1\right)^2$$

$$I_{D1} = I_{DSS}\left(\frac{V_{GS1}}{V_P} - 1\right)^2$$

Din ultima relație se obține:

$$I_{DSS} = \frac{I_{D1}}{\left(\frac{V_{GS2}}{V_P} - 1\right)^2} = 0{,}625\text{mA} \rightarrow I_{D2} = 2{,}5\text{mA}$$

În aceste condiții, din prima relație rezultă:

$$R_S = \frac{V_{DD} - R_d I_{D2} - V_{DS2}}{I_{D2}} = 1{,}4\text{K}\Omega$$

Iar din a doua:

$$R_2 = \frac{R_1(V_{GS2} + I_{D2}R_S)}{V_{DD} - V_{GS2} - I_{D2}R_S} = 0{,}3\text{M}\Omega$$

b) Schema echivalentă este prezentată în fig. 53R1, iar după ce înlocuim cu ajutorul teoremei Thevenin sursa de curent cu o sursă de tensiune, obținem schema din fig. 53R2.

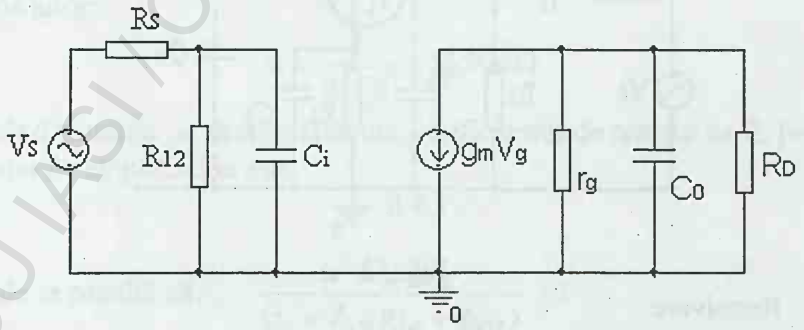

Fig. 53R1

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

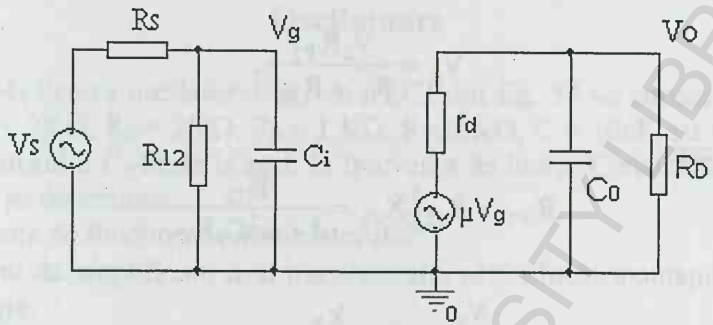

Fig. 53R2

c)

$$A_V = \frac{V_O}{V_S} = \frac{V_g}{V_S}\frac{V_O}{V_g}$$

$$V_O = \frac{\mu V_g R_{PI}}{r_d + R_{PI}}$$

unde: $$R_{PI} = R_D \| X_{CO} = \frac{R_D}{1 + j\omega C_O R_D}$$

$$V_O = \frac{\dfrac{\mu V_g R_D}{1 + j\omega C_O R_D}}{r_d + \dfrac{R_D}{1 + j\omega C_O R_D}} \rightarrow$$

$$V_O = \frac{\mu V_g R_D}{r_d + R_D + j\omega C_O R_D r_d}$$

Se obține:

$$\frac{V_O}{V_g} = -\frac{\mu k_1}{1 + j\omega C_O r_D k_1}$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

unde :

$$k_1 = \frac{R_D}{r_d + R_D}$$

$$V_g = \frac{V_S R_{P2}}{R_S + R_{P2}},$$

relații în care:

$$R_{P2} = R_{12} \| X_{Ci} = \frac{R_{12}}{1 + j\omega C_i R_{12}}$$

Rezultă:

$$\frac{V_g}{V_S} = \frac{k_2}{1 + j\omega C_i R_S k_2},$$

în care:

$$k_2 = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_S}$$

$$A_V = \frac{V_O}{V_S} = -\frac{\mu k_1}{1 + j\omega C_O r_D k_1} \cdot \frac{k_2}{1 + j\omega C_i R_S k_2}$$

$$A_V = \frac{A_{Vm}}{(1 + jf/f_1)(1 + jf/f_2)}$$

și:

$$A_{Vm} = g_m r_d k_1 k_2 = -2{,}36$$

este coeficientul de amplificare la frecvențe medii

d) banda de frecvență este $B = f_2 - f_1$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_i R_S k_2} = 0{,}72\text{MHz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_O r_d k_1} = 7{,}07\text{MHz}$$

$$B = f_2 - f_1 = 6{,}35\text{MHz}$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Capitolul 5.

Oscilatoare

54. Pentru oscilatorul RC cu TECJ din fig. 54 se cunosc: V_{DD} = 20V, r_d = 2KΩ, R_D = 2KΩ, R_S = 1 KΩ, R=20KΩ, C = 10nF, iar reactanța condensatorului C_S tinde la zero la frecvența de lucru. Considerând că: r_d << R, să se determine:

a) frecvența de funcționare a oscilatorului.

b) factorul de amplificare μ al tranzistorului astfel încât montajul să intre în oscilație.

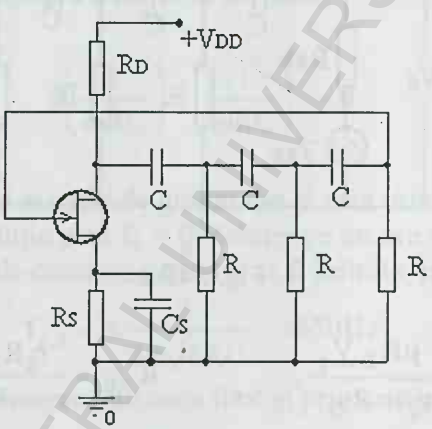

Fig. 54

Rezolvare

a)

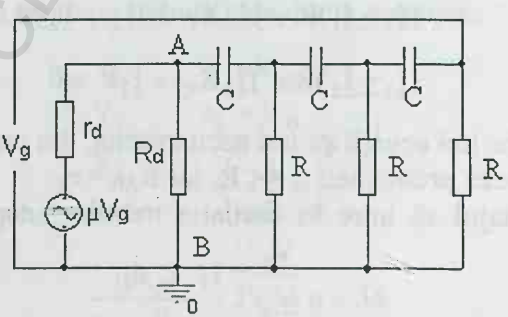

Fig. 54R1

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Schema echivalentă de semnal mic a montajului din fig. 54 este prezentată în fig. 54R1. S-a ținut cont că la frecvența de lucru condensatorul C_S este un scurtcircuit pentru R_S și prin urmare sursa tranzistorului este la masă. De asemenea, impedanța de intrare a tranzistorului fiind mult mai decât R, se consideră că la intrare circuitul este deschis.

Se aplică teorema Thevenin între punctele A și B, înlocuind tot ce este în stânga acestor puncte cu o sursă echivalentă de tensiune V_{AB} și o rezistență echivalentă R_{AB}. Se obține schema din fig. 54R2.

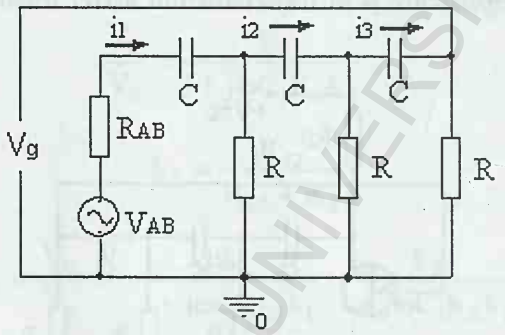

Fig. 54R2

$$\underline{V}_{AB} = \frac{-\mu R_D \underline{V}_g}{r_d + R_D}, \qquad R_{AB} = \frac{r_d R_D}{r_d + R_D} = 1K\Omega$$

Pentru montajul din fig. 54R2 se pot scrie relațiile:

$$\underline{V}_{AB} = \underline{I}_1 R_{AB} - j\underline{I}_1 X_C + (\underline{I}_1 - \underline{I}_2)R$$

$$(\underline{I}_2 - \underline{I}_1)R - j\underline{I}_2 X_C + (\underline{I}_2 - \underline{I}_3)R = 0$$

$$(\underline{I}_3 - \underline{I}_2)R - j\underline{I}_3 X_C + \underline{I}_3 R = 0$$

Este un sistem de trei ecuații cu trei necunoscute, din care va dispărea R_{AB} deoarece în ipoteza problemei: $r_d << R$, iar $R_{AB} < r_d$.

Pentru ca montajul să intre în oscilație trebuie îndeplinită următoarea condiție:

$$\frac{\underline{V}_r}{\underline{V}_g} = 1,$$

unde

$$\underline{V}_r = \underline{I}_3 R$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Din sistemul de ecuații se determină $\underline{I}_3$,obținându-se:

$$\frac{\underline{V}_r}{\underline{V}_g}=\frac{\dfrac{-\mu R_D}{r_d+R_D}}{1-5\left(\dfrac{1}{\omega RC}\right)^2-j\left(6\left(\dfrac{1}{\omega RC}\right)-\left(\dfrac{1}{\omega RC}\right)^3\right)}$$

Pentru a avea $\dfrac{\underline{V}_r}{\underline{V}_g}=1$ trebuie în primul rând ca relația de mai sus să fie reală, deci partea imaginară trebuie să fie nulă:

$$6\left(\frac{1}{\omega RC}\right)-\left(\frac{1}{\omega RC}\right)^3=0$$

Această ecuație este o ecuație de gradul trei şi prin urmare trebuie să aibă trei soluții. Prima soluție este $f_1 = 0$, soluție ce nu are sens fizic deoarece în acest caz reactanțele condensatoarelor ar fi infinite, iar

$$f_{2,3}=\pm\frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}=\pm 650\text{Hz}.$$

Evident, soluția cu minus nu are sens fizic şi prin urmare:

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}=650\text{Hz}.$$

b) Pentru a intra în oscilație trebuie îndeplinită condiția:

$$\frac{\underline{V}_r}{\underline{V}_g}=\frac{\dfrac{-\mu R_D}{r_d+R_D}}{1-5\left(\dfrac{1}{\omega RC}\right)^2}=1,$$

de unde se obține: $\dfrac{\mu R_D}{r_d+R_D}=29\rightarrow\mu=58$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

55. Oscilatorul din fig. 55 cuprinde următoarele elemente: sursa $V_{DD} = 20V$, rezistențele: $R_D = 2K\Omega$, $R_S = 1\ K\Omega$, condensatoarele C_S, C_1, $C = 5nF$, un transformator format din bobinele $L = 10mH$, $L_R = 1mH$. Se cunosc: $k = 0{,}04$, $r_d = 1K\Omega$, bobina L are şi o rezistență $R = 400\Omega$, iar bobina L_R are rezistența $R_R = 40\ \Omega$.
Considerând că la frecvența de funcționare a oscilatorului condensatoarele C_S şi C_1 se pot neglija, să se determine:
a) factorul de amplificare μ al tranzistorului la care montajul intră în oscilație;
b) frecvența de oscilație.

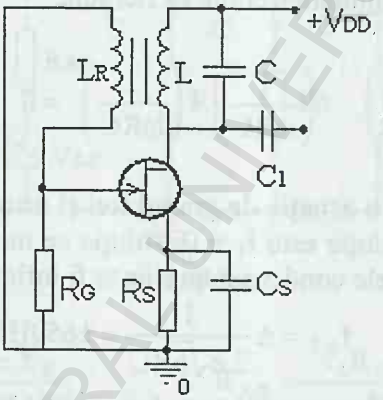

Fig. 55

Rezolvare

a) Schema echivalentă de semnal mic a oscilatorului este prezentată în fig. 55R.

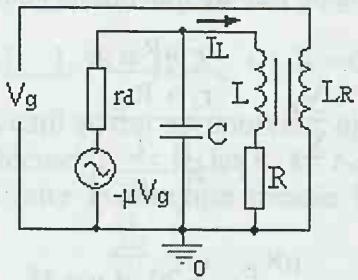

Fig. 55R

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Pentru ca montajul să intre în oscilație trebuie îndeplinită condiția:

$$\frac{\underline{V}_r}{\underline{V}_g} = 1.$$

Tensiunea de reacție este tensiunea de pe bobina L_R și întrucât impedanța de intrare a tranzistorului este foarte mare, rezistența acestei bobine se poate neglija.

$$\underline{V}_r = j\omega M \underline{I}_L \qquad \text{unde} \qquad M = k\sqrt{LL_R}$$

Pentru a determina tensiunea de ieșire se determină impedanța circuitului oscilant :

$$\underline{Z}_P = \frac{R + j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC}$$

În aceste condiții rezultă:

$$\underline{V}_O = \frac{-\mu \underline{V}_g \underline{Z}_P}{r_d + \underline{Z}_P}$$

Curentul prin bobina L este:

$$\underline{I}_L = \frac{\underline{V}_O}{R + j\omega L}$$

Din aceste relații se exprimă $\underline{V}_r$ funcție de $\underline{V}_g$, iar condiția de oscilație va fi:

$$1 = \frac{-\mu\omega M}{-\omega L - \omega C r_d R + j(R + r_d - \omega^2 LC r_d)}$$

Pentru a intra în oscilație trebuie, prin urmare, ca partea reală a termenului din dreapta să fie 1, iar partea imaginară să fie zero.
Punând condiția ca partea reală să fie 1, se obține:

$$\mu = \frac{L + C r_d R}{M} \cong 94{,}87$$

b) Punând condiția ca partea imaginară să fie zero se determină frecvența de oscilație:

$$\omega = \sqrt{\frac{R + r_d}{LC r_d}} = 16{,}73\text{KHz}$$

BCU IASI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

56. Considerăm oscilatorul din fig. 56 pentru care se cunosc: V_{DD} = 12V, R_S = 2KΩ, R_{G1} = 1MΩ , R_{G2} = 2MΩ, L_1 = 100mH, L_2 = 70mH, r_d = 300Ω. Bobina L_1 are şi o rezistenţă R_1 = 400Ω. Se cere:

a) în ipoteza că, impedanţa circuitului paralel Z_P dintre ieşirea oscilatorului şi masă este neglijabilă în raport cu r_d, să se găsească valoarea condensatorului C astfel încât frecvenţa de oscilaţie să fie 10kHz;

b) valoarea factorului de amplificare μ al tranzistorului la care montajul intră în oscilaţie;

c) să se verifice dacă Z_P este neglijabil în raport cu r_d ($Z_P < r_d$ /10 ori).

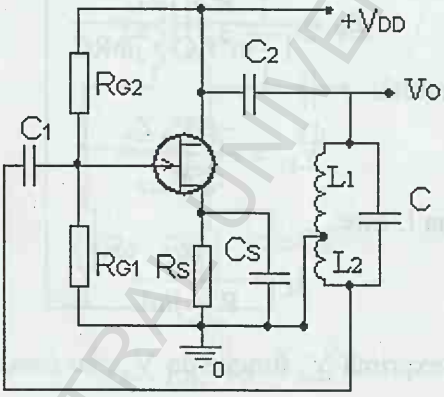

Fig. 56

Rezolvare

a) Schema echivalentă de semnal mic a circuitului din fig. 56 este prezentată în fig. 56R.

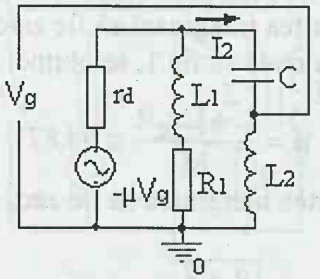

Fig. 56R

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Impedanța circuitului paralel aflat între ieşire şi masă este:

$$\underline{Z}_P = \underline{Z}_1 \| \underline{Z}_2 \text{ unde:}$$

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1, \qquad \underline{Z}_2 = j\omega L_2 - j/\omega C$$

Folosind $\underline{Z}_P$ se poate scrie tensiunea de ieşire sub forma:

$$\underline{V}_O = \frac{-\mu \underline{V}_g \underline{Z}_P}{r_d + \underline{Z}_P}$$

Tensiunea de reacție este:

$$\underline{V}_r = \frac{j\omega L_2 \underline{V}_O}{\underline{Z}_2}$$

Prin urmare, condiția de oscilație va fi de forma:

$$\frac{\underline{V}_r}{\underline{V}_g} = \frac{-\mu \underline{Z}_P j\omega L_2}{(r_d + \underline{Z}_P)\underline{Z}_2} = 1$$

În condițiile în care Z_P este neglijabilă în raport cu r_d, relația de mai sus devine:

$$\frac{-\mu \underline{Z}_1 j\omega L_2}{(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) r_d} = 1$$

Separând partea reală de cea imaginară, condiția de mai sus este de forma:

$$\frac{\mu R_1 L_2 (\omega^2 L_2 - 1/C)}{R_1^2 + (\omega L_1 + \omega L_2 - 1/\omega C)^2} = 1$$

$$\frac{R_1^2 + \omega^2 L_1 L_2 - L_1/C)}{R_1^2 + (\omega L_1 + \omega L_2 - 1/\omega C)^2} = 0$$

Din a doua relație se obține:

$$C = \frac{L_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1 L_2} \cong 3{,}6\text{nF}$$

b) Din prima condiție de oscilație se determină μ:

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$\mu = \frac{R_1^2 + (\omega L_1 + \omega L_2 - 1/\omega C)^2}{R_1 L_2 (\omega^2 L_2 - 1/C)} = 263{,}3$$

c) $$\underline{Z}_P = \underline{Z}_1 \| \underline{Z}_2 = 25{,}57\ \Omega\ ,$$

deci este de peste 10 ori mai mic decât $r_d = 300\Omega$.

57. La oscilatorul din fig. 57 se cunosc: $V_{DD} = 12V$, $R_S = 2K\Omega$, $R_{G1} = 1M\Omega$, $R_{G2} = 2M\Omega$, $L_1 = 100mH$, rezistența bobinei este $R_1 = 100\Omega$, $r_d = 200\Omega$, $C_2 = 10nF$. Impedanța circuitului paralel Z_P dintre ieşirea oscilatorului şi masă este considerată neglijabilă în raport cu r_d.

Să se determine:

a) valoarea condensatorului C_1 pentru ca frecvența de oscilație să fie 10kHz.

b) valoarea lui μ la care montajul intră în oscilație.

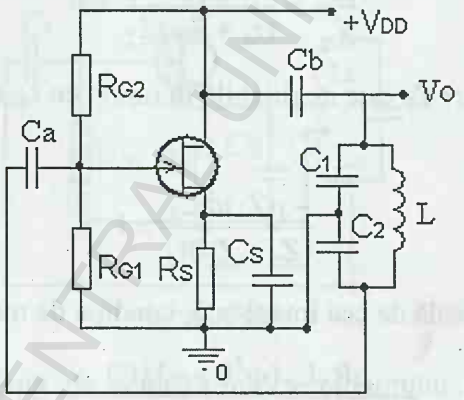

Fig. 57

Rezolvare

a) Schema echivalentă de semnal mic a montajului este prezentată în fig. 57R

Impedanța circuitului paralel situat între ieşire şi masă este $\underline{Z}_P = \underline{Z}_1 \| \underline{Z}_2$, unde

$$\underline{Z}_1 = \frac{-j}{\omega C_2}, \qquad \underline{Z}_2 = R + j\omega L - \frac{j}{\omega C_1}$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$\underline{Z}_P = \frac{R + j\omega L - j/\omega C_1}{1 + j\omega C_2 R - \omega^2 LC_2 + C_2/C_1}$$

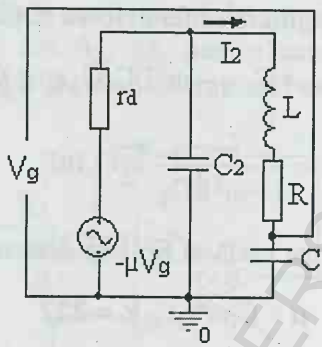

Fig. 57R

Tensiunea de ieşire este:

$$\underline{V}_O = \frac{-\mu \underline{V}_g \underline{Z}_P}{r_d + \underline{Z}_P}$$

Tensiunea de reacție este de forma:

$$\underline{V}_r = \frac{-j\underline{V}_O}{\underline{Z}_2 \omega C_1}$$

În consecință, condiția de oscilație va fi:

$$\frac{\underline{V}_r}{\underline{V}_g} = \frac{j\mu \underline{Z}_P}{(r_d + \underline{Z}_P)\underline{Z}_2 \omega C_1} = 1$$

$$\frac{-\mu \underline{Z}_1 j\omega L_2}{(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) r_d} = 1$$

care, în situația în care se consideră $Z_P << r_d$, devine:

$$\frac{\underline{V}_r}{\underline{V}_g} = \frac{j\mu \underline{Z}_1}{(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) r_d \omega C_1} = 1$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$\frac{\underline{V}_r}{\underline{V}_g} = \frac{\mu}{\omega^2 r_d C_1 C_2 \left(R + j\omega L - \frac{j}{\omega C_1} - \frac{j}{\omega C_2} \right)} = 1$$

Din condiția ca partea imaginară să fie zero se obține:

$$C_2 r_d + C_1 r_d - \omega^2 L C_1 C_2 r_d = 0,$$

de unde rezultă: $$C_1 = \frac{C_2}{1 - \omega^2 L C_2} = 11{,}1 nF$$

b) Punând condiția ca partea reală să fie 1 se determină :

$$\mu = C_1 \omega^2 r_d C_2 R = 222$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Capitolul 6

Amplificatoare operaţionale

58. Să se calculeze coeficientul de amplificare în tensiune pentru amplificatorul inversor din fig. 58, pentru care se cunosc: $R_1 = 1K\Omega$, $R_2=10K\Omega$, ştiind că amplificatorul operaţional este ideal.

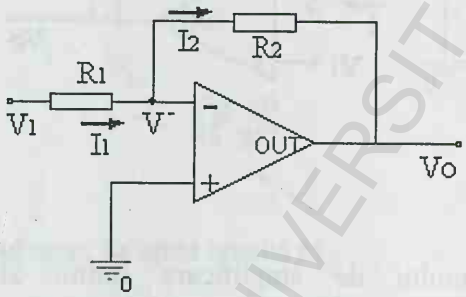

Fig. 58

Rezolvare

În cazul amplificatorului operaţional ideal se ţine cont de proprietăţile sale: impedanţa de intrare $R_i = \infty$, impedanţa de ieşire $R_O = 0$, coeficientul de amplificare în buclă deschisă $A_0 = \infty$.

Întrucât amplificatorul operaţional are coeficientul de amplificare în buclă deschisă infinit, orice diferenţă de tensiune ar exista între cele două intrări inversoare şi neinversoare, ea va duce la saturarea amplificatorului. Din acest motiv se trage concluzia că tensiunile pe cele două intrări trebuie să fie egale, prin urmare tensiunea pe intrarea inversoare trebuie să fie zero. În aceste condiţii putem scrie:

$$V_I = IR_1, \qquad V_O = -IR_2,$$

de unde rezultă:

$$A_u = \frac{V_O}{V_i} = \frac{R_2}{R_1} = -10$$

Semnul minus arată că semnalul de ieşire este în antifază cu semnalul de intrare.

BCU IASI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY
B.C.U. „M. EMINESCU" IAŞI

59. Să se calculeze coeficientul de amplificare al amplificatorului neinversor din fig.59. Se cunosc: $R_1 = 1K\Omega$, $R_2 = 5K\Omega$, iar amplificatorul operațional este ideal.

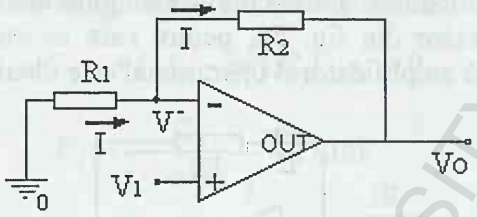

Fig. 59

Rezolvare

Datorită coeficientului de amplificare infinit al amplificatorului operațional, pentru a nu se ajunge la saturație este necesar ca tensiunea V^- să fie egală cu V^+, iar datorită impedanței de intrare infinite curenții prin cele două rezistențe sunt egali. Prin urmare, se poate scrie:

$$V_1 = IR_1, \qquad V_O = I(R_1 + R_2)$$

$$A_u = \frac{V_O}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 6$$

60. În circuitul din fig. 60 se cunosc: $R_1 = 1K\Omega$, $R_2 = 2K\Omega$, $R_3 = 3K\Omega$, $R_4 = 6K\Omega$, $V_1 = 1V$, $V_2 = 1{,}5V$, $V_2 = 6V$, iar amplificatorul operațional este ideal. Să se determine:

a) tensiunea la ieşire V_O

b) dacă $R_1 = 3K\Omega$, ce valori trebuie să aibă rezistențele R_2 şi R_3 astfel încât amplificatorul să fie sumator?

BCU IAŞI - CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

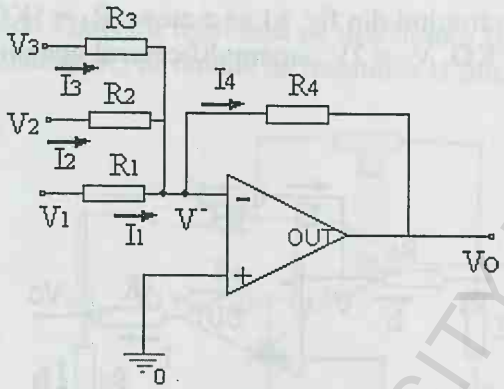

Fig. 60

Rezolvare

a) Tensiunea V^- este zero, de unde rezultă că:

$$V_1 = I_1 R_1, \quad V_2 = I_2 R_2$$
$$V_3 = I_3 R_3, \quad V_O = -I_4 R_4,$$

Deoarece impedanța de intrare a amplificatorului operațional este infinită, se poate scrie:

$$I_4 = I_1 + I_2 + I_3$$

Din primele trei relații se află curenții I_1, I_2, I_3, iar din ultimele două relații:

$$V_O = -\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right) R_4 = -15V$$

b) Pentru ca amplificatorul să fie sumator este necesar ca tensiunea la ieşire să fie direct proporțională cu suma tensiunilor de la intrare, deci este necesar ca $R_1 = R_2 = R_3$, caz în care tensiunea la ieşire va fi:

$$V_O = (V_1 + V_2 + V_3)\frac{R_4}{R_1} = 19V$$

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

61. Pentru circuitul din fig. 61 se cunosc: $R_1 = 1K\Omega$, $R_2 = 4K\Omega$, $R_3 = 2K\Omega$, $R = 10\ K\Omega$, $V_2 = 2V$, iar amplificatorul operațional este ideal. Să se determine:

a) curentul I_3

b) curentul I

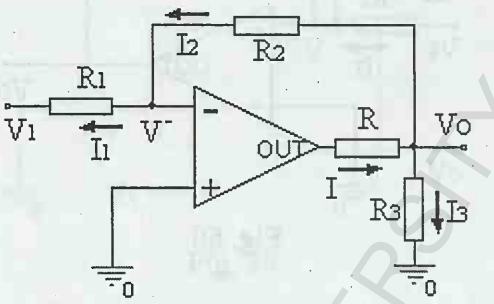

Fig. 61

Rezolvare

a) Întrucât potențialul $V^- = 0$, se pot scrie relațiile:

$$V_1 = I_1 R_1, \quad V_O = -I_2 R_2, \quad V_O = I_3 R_3$$

Din ultimele două relații rezultă: $I_3 = -\dfrac{I_2 R_2}{R_3}$

Întrucât impedanța de intrare a operaționalului este infinită : $I_1 = I_2$, iar din prima relație rezultă:

$$I_1 = V_1 / R_1$$

Din expresiile anterioare se obține:

$$I_3 = -\frac{V_1 R_2}{R_3 R_1} = -4mA$$

b) $$I = I_2 + I_3 = \frac{V_1}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) = 6mA$$

62. Circuitul din fig. 62 este format dintr-un amplificator operațional ideal, cu rezistențele: $R_1 = 2K\Omega$, $R_2 = 4K\Omega$, $R_3 = 4K\Omega$, R4 =

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

400KΩ, și o diodă Zener cu tensiunea de deschidere U_z . Să se determine tensiunea pe rezistența R_3 în funcție de tensiunea la intrare.

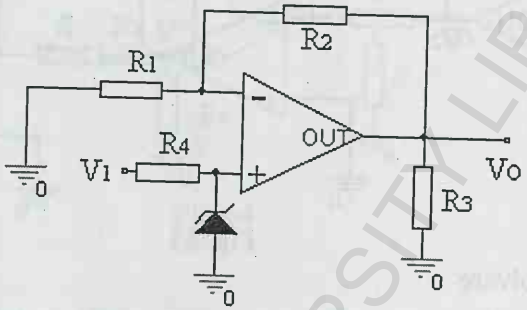

Fig. 62

Rezolvare

Dacă tensiunea V_1 este mai mică decât tensiunea de deschidere a diodei U_z, curentul prin rezistența R_4 este zero, deoarece dioda este blocată, iar impedanța de intrare a operaționalului este infinită. Prin urmare pe intrarea neinversoare tensiunea va fi V_1 în acest caz. În rest, montajul este un amplificator neinversor și, prin urmare, tensiunea pe rezistența R_3, care este aceeași cu V_O, va fi:

$$V_O = \frac{R_2 + R_1}{R_1} V_1$$

Dacă V_1 este mai mare decât tensiunea U_z, dioda este deschisă și, indiferent de valoarea rezistenței R_4, la intrarea neinversoare vom avea tensiunea U_z. Din acest motiv tensiunea pe rezistența R_3 va fi:

$$V_O = \frac{R_2 + R_1}{R_1} U_z$$

În acest caz se observă că montajul este un stabilizator de tensiune întrucât tensiunea de ieșire nu depinde de tensiunea de intrare.

63. Se consideră montajul din fig. 65. Știind că tensiunea V_1=4V, să se determine tensiunile V_2, V_3, și tensiunea U= V_3-V_4.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

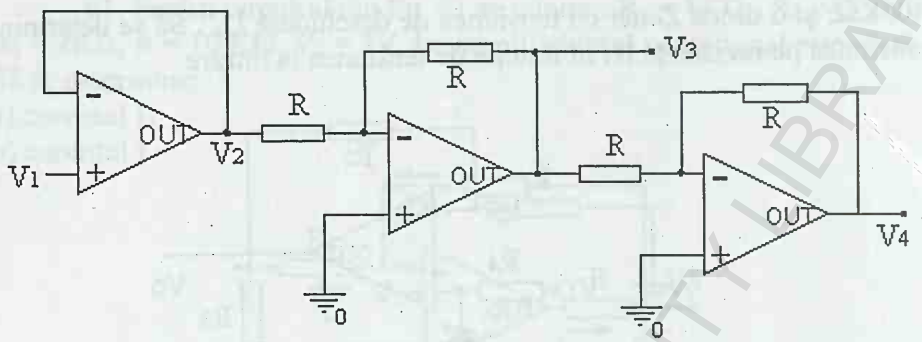

Fig. 63

Rezolvare

Primul amplificator este un repetor neinversor şi este un caz particular al unui amplificator neinversor în care rezistența din reacție R_2 este zero, iar rezistența R_1 dintre intrarea inversoare şi masă este infinit. În aceste condiții avem:

$$V_2 = V_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1} = V_1$$

Amplificatoarele doi şi trei sunt inversoare la care rezistențele R_1 şi R_2 sunt egale, în consecință amplificarea lor este –1 ele fiind repetoare inversoare. Din acest motiv vom avea:

$$V_3 = -V_1, \qquad V_4 = -V_3 = V_1$$

$$U = V_3 - V_4 = -2V_1$$

64. Montajul din fig. 64 este format dintr-un amplificator operațional ideal şi din rezistențele $R_1 = 1K\Omega$, $R_2 = 10K\Omega$, $R_3 = 2K\Omega$, $R_4 = 10K\Omega$, $R = 10K\Omega$, iar $V_1 = 2V$, $V_2 = 4V$. Să se determine:

a) tensiunea la ieşire V_O;

b) valoarea rezistenței R_4 astfel încât amplificatorul să fie diferențial;

c) valoarea tensiunii de ieşire V_O dacă amplificatorul este diferențial.

BCU IAŞI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

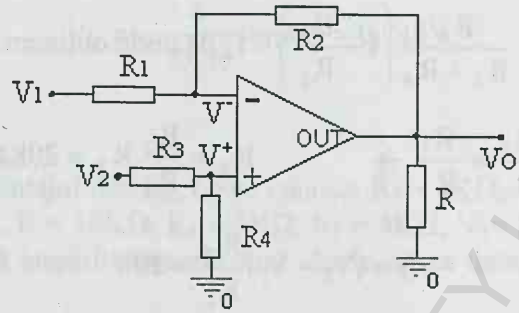

Fig.64

Rezolvare

a) Tensiunea la ieşire se obţine prin compunerea tensiunilor generate la ieşire de tensiunile V_1 şi V_2.

$$V_O = V_{O1} + V_{O2}$$

Faţă de tensiunea V_1 montajul este un amplificator inversor, iar faţă de tensiunea V^+ montajul se comportă ca un amplificator neinversor, astfel încât putem scrie:

$$V_{O1} = -V_1 \frac{R_2}{R_1},$$

$$V_{O2} = V^+ \frac{R_2 + R_1}{R_1},$$

iar

$$V^+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2$$

Prin urmare:

$$V_O = V_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} - V_1 \frac{R_2}{R_1} = 16{,}66\text{V}$$

b) Amplificatorul din fig. 64 este diferenţial dacă tensiunea la ieşire este direct proporţională cu diferenţa tensiunilor de la intrare. În ultima relaţie scoatem în factor comun R_2/ R_1 şi obţinem:

$$V_O = \frac{R_2}{R_1}\left(V_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - V_1 \right)$$

Prin urmare, amplificatorul este diferenţial dacă

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$\frac{R_4}{R_3+R_4}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)=1, \text{ de unde obținem}$$

$$\frac{R_3}{R_4}=\frac{R_1}{R_2}\rightarrow \qquad R_4=\frac{R_2}{R_1}R_3=20K\Omega$$

c) $$V_O=(V_2-V_1)\frac{R_2}{R_1}=20V$$

65. La intrarea montajului din fig. 65 se aplică o tensiune de forma: $V_1=4\cos\omega t$, unde ω=314. Amplificatorul operațional este ideal, R=1KΩ, iar C = 10μF. Să se determine tensiunea de ieşire V_O după un timp t = 2ms.

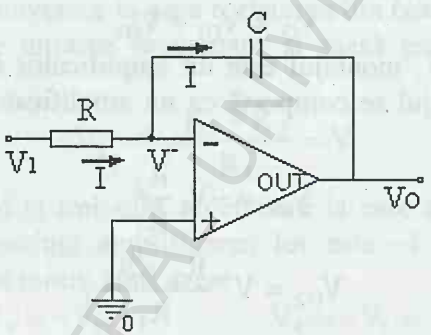

Fig. 65

Rezolvare

Întrucât impedanța de intrare a operaționalului este infinit prin rezistor şi prin condensator trece acelaşi curent I. Coeficientul de amplificare pe mod diferențial al operaționalului fiind infinit trebuie ca tensiunea $V^-=0$, altfel amplificatorul intră în saturație. În aceste condiții vom avea:

$$V_1=IR, \qquad V_O=-\frac{Q}{C}=-\frac{1}{C}\int_0^t Idt,$$

unde Q este sarcina de pe condensator.

Din prima relație scoatem curentul pe care-l folosim în a doua relație

$$V_O=-\frac{1}{RC}\int_0^t Udt=-\frac{1}{RC}\int_0^t 4\cos(\omega t)dt$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$V_O = -\frac{4}{RC\omega}\sin(\omega t) = 0{,}748V$$

66. În montajul din fig. 66 se cunosc: $R_1 = 1K\Omega$, $R_2 = 4K\Omega$, $R_3 = 2K\Omega$, $R_4 = 8K\Omega$, $R = 10K\Omega$, $R_5 = 1K\Omega$, $R_6 = 4K\Omega$, $V_1 = 2V$, $V_2 = 1V$, $V_3 = 12V$. Ştiind că amplificatoarele sunt ideale, să se determine tensiunile V_4 şi V_5.

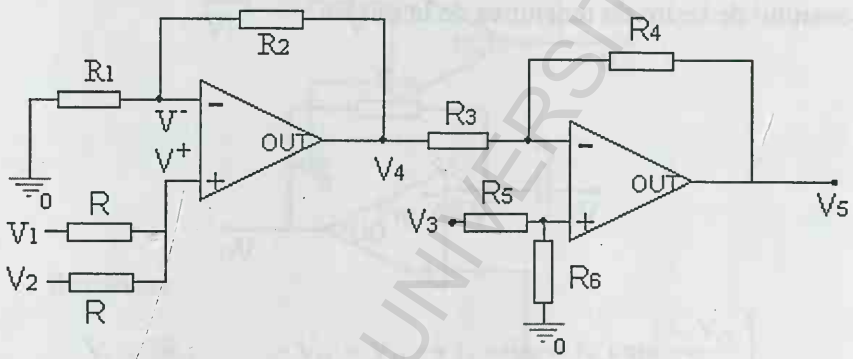

Fig. 66

Rezolvare

Primul amplificator din figura de mai sus este un sumator neinversor. Întrucât impedanţa de intrare a operaţionalului este infinit, tensiunea $V^+ = V_1 + V_2$. Din acelaşi motiv prin rezistenţele R_1 şi R_2 se obţine acelaşi curent I, iar $V_4 = I(R_1 + R_2)$. Factorul de amplificare pe mod diferenţial al operaţionalului fiind infinit, tensiunile V^+ şi V^- trebuie să fie egale şi, prin urmare, vom avea:

$$V^- = IR1 = V_1 + V_2$$

Din ultima relaţie se găseşte curentul I şi tensiunea:

$$V_4 = (V_1 + V_2)\frac{(R_1 + R_2)}{R_1} = 15V$$

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Ținând cont de valorile rezistențelor R_3, R_4, R_5, R_6 se observă că ele îndeplinesc condiția $\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_5}{R_6}$ și, prin urmare, al doilea amplificator este diferențial, de unde rezultă:

$$V_5 = (V_3 - V_4)\frac{R_4}{R_3} = -12V$$

67. Pentru circuitul din fig. 67 să se găsească relația de dependență a tensiunii de ieşire de tensiunea de la intrare.

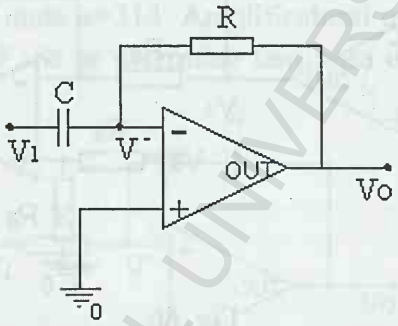

Fig. 67

Rezolvare

Se procedează la fel ca la amplificatorul inversor şi se poate scrie:

$$V_O = -IR, \qquad V_I = Q/C,$$

unde Q este sarcina de pe condensator.
Prin condensator şi prin rezistor trece acelaşi curent, astfel încât se poate nota : $I = \frac{dQ}{dt}$ de unde se obține:

$$V_O = -\frac{dV_I}{dt}RC$$

68. Montajul din fig. 68 este format dintr-un amplificator operațional ideal, din rezistența R = 1KΩ, şi din dioda D a cărei

BUCHAREST CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

caracteristică este descrisă de ecuația: $I_D = I_S \exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right)$, unde $I_S = 10^{-6}$A, iar $V_T = 26 \cdot 10^{-3}$ V. Tensiunea la intrare este $V_I = 10$V.
Să se determine tensiunea la ieşire V_O.

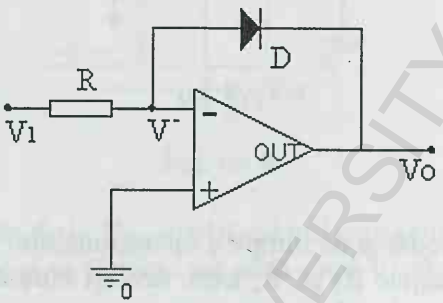

Fig. 68

Rezolvare

$$V_I = IR, \qquad -V_O = V_D \rightarrow I_I = I_D = I_S \exp\left(\frac{-V_O}{V_T}\right)$$

Din relațiile de mai sus rezultă:

$$V_O = -V_T \ln\frac{I_I}{I_S} = -V_T \ln\frac{V_I}{I_S R}$$

$$V_O = -V_T \ln V_I + V_T \ln I_S R$$

Întrucât $V_I = 10$V, iar $I_S R = 10^{-3}$V, al doilea termen se poate neglija şi se obține:

$$V_O = -V_T \ln V_I = 59{,}7\text{mV}$$

69. Se dă comparatorul din fig. 69, în care $R_1 = 1\text{K}\Omega$, $R_2 = 10\text{K}\Omega$, iar amplificatorul operațional este ideal şi este alimentat cu tensiunile $V_{CC} = \pm 10$V. Dacă tensiunea de la intrare variază în domeniul $\pm$ 5V, cum se modifică tensiunea la ieşire?

BCU Cluj / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

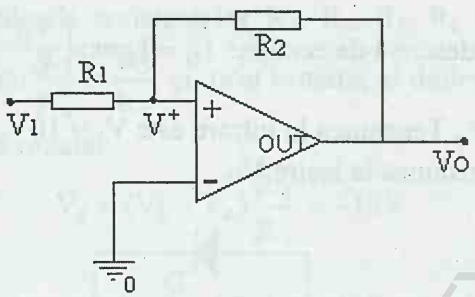

Fig. 69

Rezolvare

Ținând cont că impedanța de intrare a operaționalului este infinită și, prin urmare, prin rezistențele R_1 și R_2 trece același curent I, pentru montajul de mai sus se poate scrie relația:

$$\frac{V_1 - V^+}{R_1} = I = \frac{V^+ - V_O}{R_2},$$

din care rezultă:

$$V^+\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_O}{R_2}$$

$$V^+ = \frac{V_1 R_2 + V_O R_1}{R_1 + R_2}$$

Se obține:

$$V_1 = \frac{-R_1}{R_2} V_O$$

Dacă la intrare sunt –5V, amplificarea montajului fiind 10, acesta va fi saturat, iar V_O = –10V. Amplificatorul va ieşi din această stare când $V^+>0$:

$$V_1 = V_{p2} = \frac{-1}{10}(-10) = 1V$$

iar din acest moment V_O = 10V.

ECU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

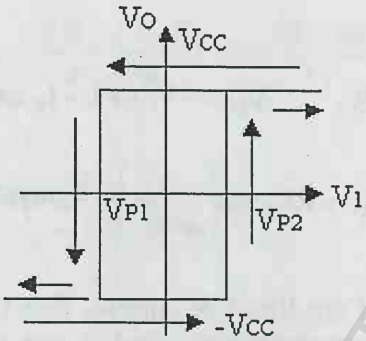

Fig. 69 R

Când tensiunea scade de la 5V, amplificatorul este saturat, tensiunea de ieşire este $V_O = 10V$ şi va rămâne aşa până când $V^+<0$, deci când :

$$V_1 = V_{p1} = \frac{-1}{10}(10) = -1V$$

Dependenţa tensiunii de ieşire de cea de intrare este reprezentată în fig. 69R.

70. Se consideră montajul din fig. 70 în care R = 1MΩ, tensiunea de intrare este V_I = 1V, iar dioda D are o caracteristică descrisă de ecuaţia: $I_D = I_S \exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right)$. În plus, se cunosc: $I_S = 10^{-4}$ A, iar $V_T = 26 \cdot 10^{-3}$ V. Să se determine tensiunea V_O.

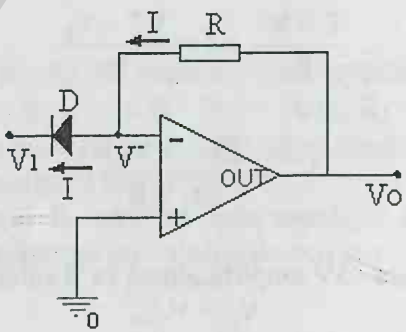

Fig. 70

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

$$V_O = IR, \qquad V_D = -V_1 \rightarrow I = I_S \exp\left(\frac{-V_1}{V_T}\right)$$

$$V_O = RI_S \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right) = 9{,}9996V$$

71. În montajul din fig.71 se cunosc: R_1 =1KΩ, R_2 = 10KΩ, E = 1V, amplificatorul operațional este ideal şi este alimentat cu tensiunile V_{CC} = ±10V. Dacă tensiunea de la intrare se modifică în domeniul ± 5V cum variază tensiunea de la ieşire.

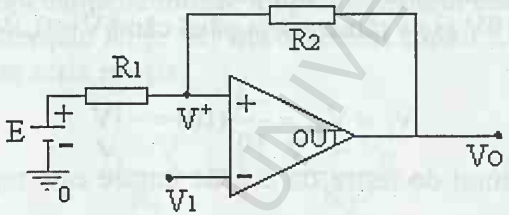

Fig. 71

Rezolvare

Ținând cont că impedanța de intrare a amplificatorului operațioal este infinită şi prin urmare prin rezistențele R_1 şi R_2 trece acelaşi curent I, pentru montajul de mai sus se poate scrie relația:

$$\frac{E - V^+}{R_1} = I = \frac{V^+ - V_O}{R_2}$$

Din care se obține:

$$V^+ = \frac{ER_2 + V_O R_1}{R_1 + R_2}$$

Dacă tensiunea V_1 este –5V amplificatorul va fi saturat în starea sus

$$V_O = V_{CC},$$

şi va rămâne astfel până când

BCU IAŞI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$V_1 = V_{p2} = \frac{ER_2 + V_O R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1 \cdot 10 + 10 \cdot 1}{11} = 1{,}8V$$

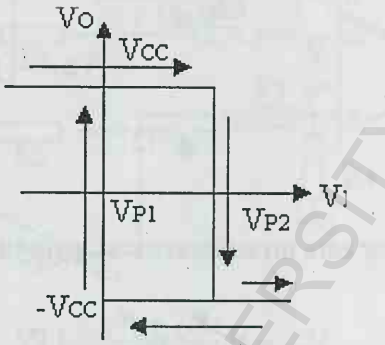

Fig. 71R

Când V_1 este 5V amplificatorul va fi saturat în starea jos:

$$V_0 = -V_{CC}$$

şi va rămâne aşa până când:

$$V_1 = V_{p1} = \frac{1 \cdot 10 - 10 \cdot 1}{11} = 0V$$

Dependenţa tensiunii de ieşire de cea de intrare este reprezentată în fig. 71R.

72. Circuitul din fig. 72 cuprinde două amplificatoare operaţionale ideale şi rezistenţele: $R_1 = 10K\Omega$, $R_2 = 1K\Omega$, $R_3 = 2K\Omega$, $R_4 = 8K\Omega$. Cunoscând tensiunile $V_1 = 1V$ şi $V_2 = 2V$, să se determine:
a) tensiunea V_{01} şi tensiunea la ieşire V_O;
b) Valoarea rezistenţei R_4 care va face montajul să fie diferenţial, în ipoteza că celelalte rezistenţe au valorile de mai sus.

BCU IAŞI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

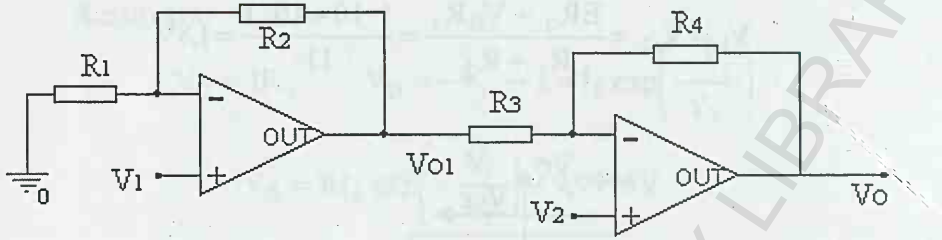

Fig. 72

Rezolvare

a) Primul amplificator este un neinversor şi, prin urmare:

$$V_{O1} = V_1 \frac{R_2 + R_1}{R_1} = 1{,}1V$$

Al doilea amplificator este un inversor pentru tensiunea V_{O1} şi neinversor pentru tensiunea V_2.

$$V_O = V_2 \frac{R_4 + R_3}{R_3} - V_1 \frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{R_4}{R_3} = 5{,}6V$$

b) Pentru ca montajul de mai sus să fie diferențial trebuie ca tensiunea la ieşire să fie proporțională cu diferența tensiunilor de la intrare. Prin urmare, este necesar ca:

$$1 + \frac{R_4}{R_3} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3}$$

De unde rezultă: $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \rightarrow R_4 = \frac{R_1 R_3}{R_2} = 20K\Omega$

73. În circuitul din fig. 73 rezistențele au valorile: $R_1 = 1K\Omega$, $R_2 = 9K\Omega$, $R_3 = 1K\Omega$, $R_4 = 10K\Omega$, iar $V_1 = 20mV$, $V_1 = 30mV$. Să se determine tensiunile V_3, V_4 şi V_O.

BCU IAŞI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

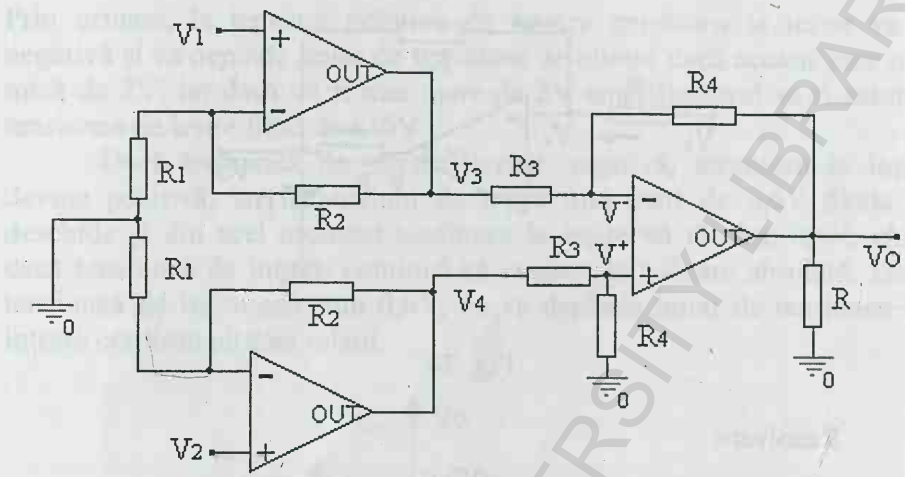

Fig. 73

Rezolvare

Primele două amplificatoare sunt neinversoare și, prin urmare:

$$V_3 = V_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 0{,}2V$$

$$V_4 = V_2 \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 0{,}3V$$

Al treilea amplificator, cu rezistențele din montaj, este un amplificator diferențial și, prin urmare, vom avea:

$$V_O = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_2 - V_1) = 1V$$

74. Pentru montajul din fig. 74 se cunosc: R = 1KΩ, K = 5, tensiunile de alimentare ale operaționalului sunt V_{CC} = ±10V, iar dioda este o diodă cu siliciu având tensiunea de deschidere de 0,6V. Dacă tensiunea la intrare variază între 5V și –5V, să se reprezinte grafic dependența tensiunii de ieșire de cea intrare.

BCU IAȘI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

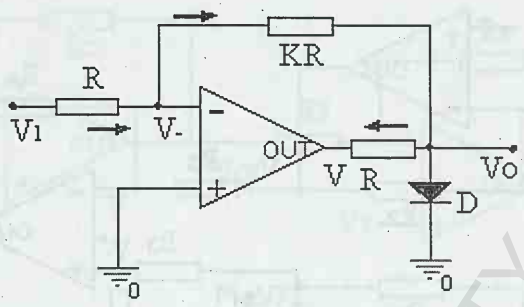

Fig. 74

Rezolvare

Amplificatorul este un inversor şi prin urmare dacă V_I este pozitiv tensiunea la ieşire va fi negativă, iar dioda va fi blocată. În aceste condiții montajul se comportă ca un amplificator inversor având rezistența de reacție (K+1)R şi prin urmare putem scrie:

$$V = -\frac{KR + R}{R} V_1$$

Impedanța de intrare a operaționalului fiind infinit, iar dioda fiind blocată, prin toate cele trei rezistențe vom avea acelaşi curent :

$$I = \frac{V_O - V}{R} = \frac{V_1 - V_O}{(K+1)R}$$

Din ultima relație scoatem:

$$V_O = \frac{V_1 + (K+1)V}{(K+2)}$$

Folosind şi prima relație vom obține:

$$V_O = \frac{V_1\left(1-(K+1)^2\right)}{(K+2)} = -5V_1$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Prin urmare, la tensiuni pozitive de intrare tensiunea la ieşire va fi negativă şi va depinde liniar de tensiunea de intrare dacă aceasta este mai mică de 2V, iar dacă va fi mai mare de 2V amplificatorul va fi saturat, tensiunea de ieşire fiind de –10V.

Dacă tensiunea de intrare devine negativă, tensiunea la ieşire devine pozitivă, iar la tensiuni de ieşire mai mari de 0,6V dioda se deschide şi din acel moment tensiunea la ieşire va rămâne 0,6V, chiar dacă tensiunea de intrare continuă să crească în valoare absolută. Dacă tensiunea de ieşire este sub 0,6V, ea va depinde liniar de tensiunea de intrare conform ultimei relații.

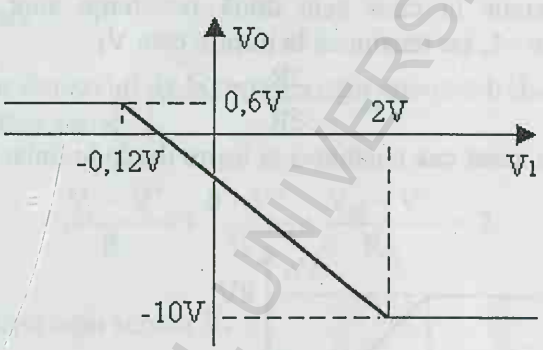

Fig. 74R

75) În montajul din fig. 75 se foloseşte un amplificator operațional ideal, iar dioda Zener este cu siliciu şi are tensiunea de deschidere U_z = 4V. Cum variază tensiunea la ieşire atunci când tensiunea la intrare variază între ±10V?

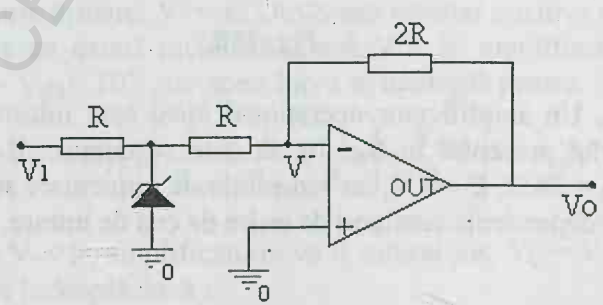

Fig. 75

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

Dacă dioda Zener este deschisă, fie la polarizare directă, fie la polarizare inversă, montajul se comportă ca un amplificator inversor având amplificarea –2 şi o tensiune la intrare egală cu tensiunea de deschidere a diodei V_D:

$$V_O = -\frac{2R}{R} V_D = -2V_D$$

Unde V_D=0,6V la polarizare directă şi –4V la polarizare inversă.
Dacă dioda este blocată, este ca şi cum ea nu ar exista, iar montajul devine un inversor la care cele două rezistenţe sunt egale cu 2R, amplificarea este –1, iar tensiunea la intrare este V_1.

$$V_O = -\frac{2R}{2R} V_1 = -V_1$$

Se observă că în acest caz tensiunea la ieşire depinde liniar de tensiunea la intrare.

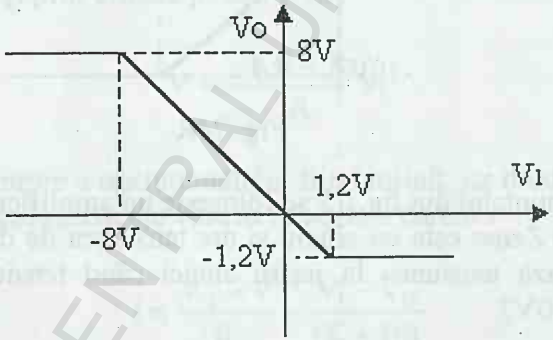

Fig. 75R

76. Un amplificator operaţional ideal este folosit într-un montaj similar celui prezentat în fig. 76, în care se cunosc: R_1 = 1KΩ, R_2 = 10KΩ, R_3 = 3KΩ, E = 1V, iar tensiunile de alimentare sunt ±10V. Să se determine dependenţa tensiunii de ieşire de cea de intrare.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

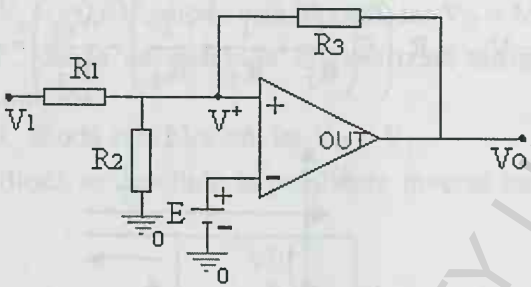

Fig. 76

Rezolvare

Suma curenților din nodul de la intrarea neinversoare trebuie să fie zero şi prin urmare putem scrie:

$$\frac{V_1 - V^+}{R_1} + \frac{0 - V^+}{R_2} + \frac{V_O - V^+}{R_3} = 0$$

Din această relație vom scoate V_+ :

$$V^+ = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_O}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

Ca amplificatorul să nu fie saturat ar trebui ca pe cele două intrări să avem tensiuni egale, prin urmare: $V^+ = E$. Din cauza reacției pozitive din montaj această egalitate nu există niciodată. Dacă $V^+ > E$, amplificatorul va fi saturat sus, $V_0 = V_{0H} = 10V$, iar acest lucru se întâmplă pentru:

$$V_1 = V_{P1} = R_1\left(E\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) - \frac{V_{OH}}{R_3}\right) = -1{,}2V$$

În cazul în care $V_+ < E$, amplificatorul va fi saturat jos, $V_O = V_{Oj} = -10V$, iar acest lucru se întâmplă dacă :

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$V_1 = V_{P2} = R_1\left(E\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}\right)-\frac{V_{Oj}}{R_3}\right) = 4{,}8V$$

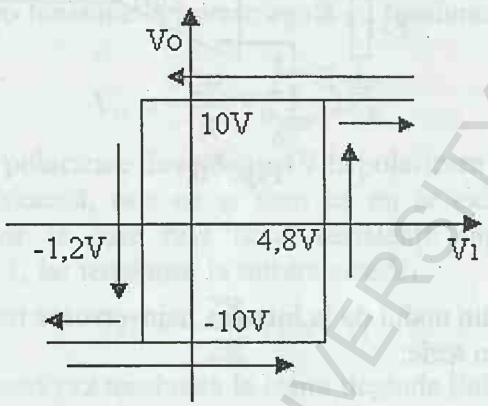

Fig. 76R

77. Pe amplificatorul operațional ideal din fig. 77 tensiunile de alimentare sunt $V_{CC} = \pm 10V$, iar dioda Zener are tensiunea de deschidere $U_z = 6V$. Să se determine dependența tensiunii de ieşire de cea de intrare.

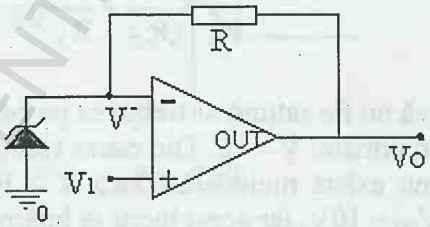

Fig. 77

Rezolvare

Dacă dioda este blocată, prin rezistența R nu avem curent, iar tensiunea pe diodă este egală cu tensiunea V_O. În acest caz montajul este un neinversor cu rezistența R_1 infinit şi deci este un repetor $V_O = -V_D = V_1$.

BIBLIOTECA UNIVERSITY LIBRARY

Dacă avem $0 > V_I > -0{,}6V$, dioda este blocată, iar $V_O = V_I$.

Dacă $V_I < -0{,}6V$, dioda se deschide la polarizare directă, iar amplificatorul este saturat jos.

Dacă $0 < V_I < U_z$ dioda este blocată, iar $V_O = V_I$.

Dacă $V_I > U_z$, dioda se deschide la polarizare inversă iar amplificatorul este saturat sus.

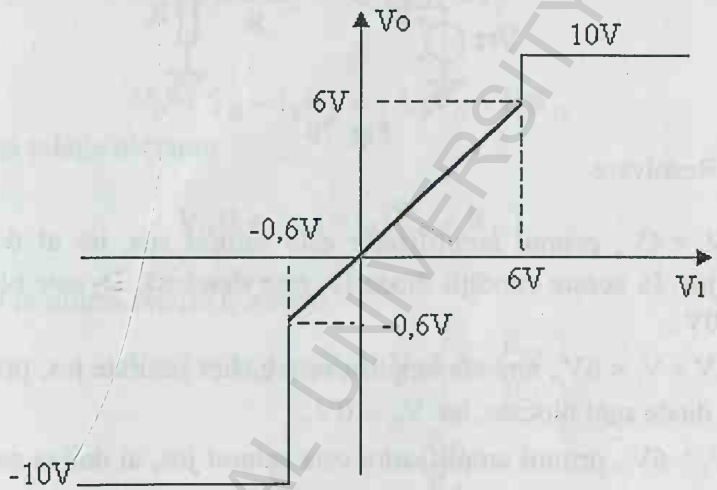

Fig. 77R

78. Știind că tensiunile V_{PS} = 6V, V_{PJ} = 4V, iar tensiunile de alimentare pentru cele două amplificatoare sunt V_{CC} = ±10V, să se găsească dependența tensiunii de ieşire de tensiunea de la intrare atunci când aceasta variază între 0 şi 10V.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

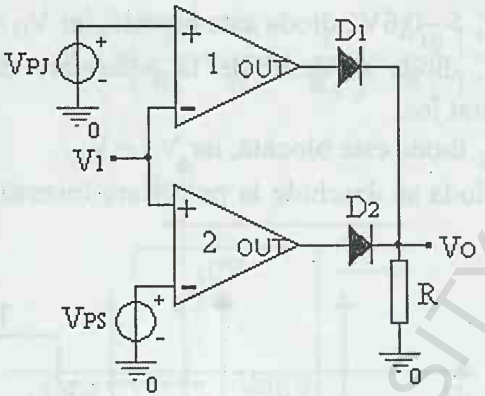

Fig. 78

Rezolvare

Dacă $V_1 < 4V$, primul amplificator este saturat sus, iar al doilea este saturat jos. În aceste condiţii dioda D_1 este deschisă, D_2 este blocată, iar $V_O = 10V$.

Dacă $4V < V_1 < 6V$, ambele amplificatoare sunt saturate jos, prin urmare ambele diode sunt blocate, iar $V_O = 0V$.

Dacă $V_1 > 6V$, primul amplificator este saturat jos, al doilea este saturat sus, dioada D_1 este blocată, iar D_2 este deschisă şi prin urmare $V_O = 10V$.

79. Montajul din fig. 79 este format dintr-un amplificator operaţional real având parametrii: A_0 = 1000, impedanţa de intrare R_i=10KΩ, impedanţa de ieşire R_O = 10Ω, iar rezistenţele din circuit au valorile: R_1 = 10KΩ, R_2 = 50KΩ. Să se determine coeficientul de amplificare al montajului.

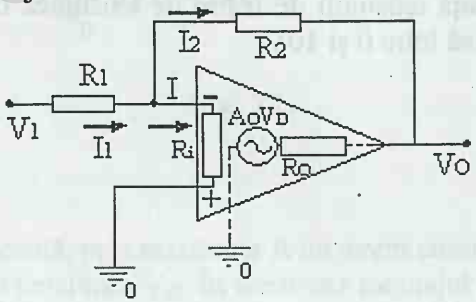

Fig. 79

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Rezolvare

Pentru montajul de mai sus se pot scrie relațiile:

$$I_1 = \frac{V_I - V_D}{R_1}, \qquad I_2 = \frac{V_D - V_O}{R_2},$$

$$I = \frac{V_D}{R_i}, \qquad I = I_1 - I_2$$

$$V_O = V_D - I_2 R_2 = -A_0 V_D + I_2 R_O$$

Din ultima relație obținem:

$$V_D(1 + A_0) = I_2(R_2 + R_O)$$

Înlocuind în ultima relație I_2 avem:

$$V_D(1 + A_0) = (V_D - V_O)\left(1 + \frac{R_O}{R_2}\right),$$

de unde putem scoate: $$\frac{V_D}{V_O} = -\frac{1 + \frac{R_O}{R_2}}{A_0 - \frac{R_O}{R_2}}$$

În plus, din primele patru relații avem:

$$I = \frac{V_D}{R_i} = \frac{V_I - V_D}{R_1} - \frac{V_D - V_O}{R_2}$$

$$\frac{V_D}{V_O}\left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_I}{V_O}\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

Folosind relația pentru $\frac{V_D}{V_O}$ obținută mai sus obținem:

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$\frac{V_1}{V_O}\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}=-\frac{1+\dfrac{R_O}{R_2}}{A_0-\dfrac{R_O}{R_2}}\left(\frac{1}{R_i}+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)$$

$$A_V=\frac{V_O}{V_i}=-\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1+\dfrac{R_2+R_O}{A_0-\dfrac{R_O}{R_2}}\left(\dfrac{1}{R_i}+\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}\right)}\approx -4{,}94$$

80. În montajul din fig. 80 amplificatorul operațional este ideal, iar tensiunile de alimentare sunt $V_{CC} = \pm 10V$. Dioda Zener cu siliciu are o tensiune de deschidere la polarizare inversă $U_Z = 6V$, iar rezistențele au valorile $R=10K\Omega$. Să se determine dependența tensiunii de ieşire de cea de intrare.

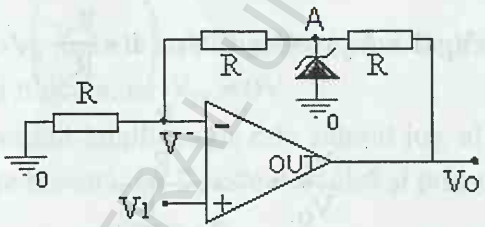

Fig. 80

Rezolvare

Dacă dioda este blocată montajul de mai sus este un amplificator neinversor la care rezistența $R_2 = 2R$. Prin urmare, în acest caz

$$V_O = 3V_1, \qquad V^- = V_1 = IR,$$

$$V_O - V^- = 2IR, \qquad V_O - V_A = IR$$

$$V_O = \frac{3}{2}V_A, \qquad V^- = \frac{V_A}{2}$$

BCU IASI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Dacă dioda este deschisă, ea scurtcircuitează bucla de reacție, iar amplificatorul se saturează la tensiunea $\pm V_{CC}$, funcție de semnul tensiunii V_I.

Dacă $V_A < -0{,}6V$, dioda este deschisă, la polarizare directă, iar amplificatorul este saturat jos $V_O = -10V$.

Blocarea diodei la polarizare directă are loc când V_A crește peste –0,6V. Acest lucru are loc când $V_I = \frac{V_A}{2} = -0{,}3V$, iar tensiunea la ieșire va avea un salt de la $-10V$ la $V_O = \frac{3}{2}V_A = -0{,}9V$.

Pentru $-0{,}6V < V_A < 6V$ dioda este blocată. Tensiunea de intrare va fi cuprinsă între valorile $-0{,}3V < V_I < 3V$, iar cea de ieșire va fi $V_O = 3V_I$.

Pentru $V_A > 9V$, dioda se deschide la polarizare inversă. Tensiunea de intrare va fi $V_I > 4{,}5V$, iar operaționalul va fi saturat sus cu tensiunea de ieșire $V_O = 10V$.

Dependența tensiunii de ieșire de cea de intrare este prezentată în fig. 80R.

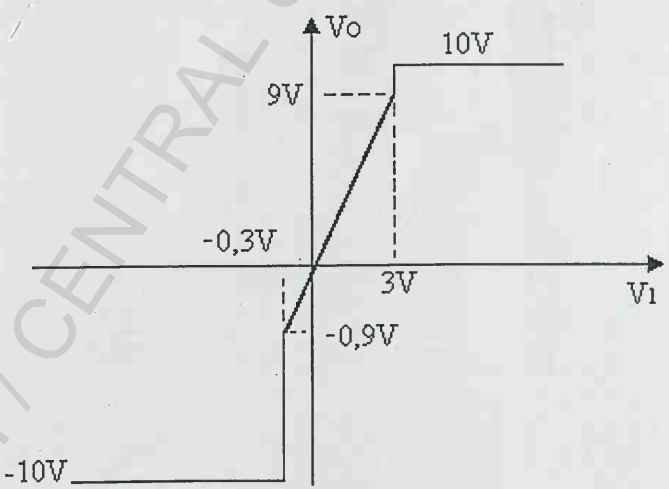

Fig. 80R

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Bibliografie

Costea I., Dragomir R., Croitoru V., Sofron E., Steriu D., Profirescu M, Olteanu E., *Electronică - Culegere de probleme*, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1982.
Dascălu D., Ştefan Gh., Brezeanu Gh., Rusu A., Profirescu M., Sofron E., Steriu D., Silard A., Badea M., Ionescu M., Dragomir R., *Dispozitive şi circuite electronice*, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti 1982.
Sandu Dumitru D., *Dispozitive şi circuite electronice*, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1975
Spânulescu I, *Dispozitive semiconductoare şi circuite integrate analogice*, Editura Victor, Bucureşti, 1998.
Tufescu Fl.M., *Dispozitive şi circuite electronice* partea I, *Dispozitive electronice*, Editura „Universităţii Al.I. Cuza", Iaşi, 2002
Tufescu Fl.M., *Dispozitive şi circuite electronice*, partea a II a, *Circuite electronice*, Editura „Universităţii Al.I. Cuza", Iaşi, 2005

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

TIPARUL EXECUTAT LA
IMPRIMERIA EDITURII UNIVERSITĂȚII
„ALEXANDRU IOAN CUZA" DIN IAȘI
700511 Iași, Păcurari 9, tel./fax 0232 314947
Format: 70×100/16
Apărut: 2008
Comanda: 217

Informații și comenzi:
www.editura.uaic.ro
editura@uaic.ro

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

www.editura.uaic.ro

9 789737 032935

Editura Universităţii „Alexandru Ioan Cuza" Iaşi

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY